radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Die VII. Internationale Messe in Brno
- Digitale Schaltkreise in RT-Technik
- Bauanleitung: Taschenempfänger „T 101" mit UKW
- Fonogerät „Soletta Stereo M 64"

2 | JANUAR 1966

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG

FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 34

Die VII. Internationale Messe in Brno 35

M. Pulvers
Digitale Schaltkreise in RT-Technik, Teil 1 37

Günther Dittrich
Kombiniertes Kurzzeitmeß- und Impulszählgerät 39

Hans-Jürgen Welzel und Hans Seelisch
Berechnung und Messung der Heizspannung an Hochspannungsgleichrichterröhren von Fernsehgeräten 41

Fonogerät „Soletta-Stereo M 64" 44

Dipl.-Ing. H. J. Loßack
Halbleiterinformationen 1
Halbleiterdioden 45

Labor- und Berechnungsunterlagen
Dimensionierung von mehrkreisigen Bandfiltern in ZF-Stufen nach Entwurfsdiagrammen (3) 47

Aus der Reparaturpraxis 51

Dipl.-Ing. H. Heckmann
Meßtechnische Betrachtungen zur Biomeßelektronik 53

Wir lernten kennen:
Taschentransistorempfänger „Kosmos" 55

Jörg Dostmann
Bauanleitung:
Taschenempfänger „T 101" mit UKW 56

Ing. Eberhard Spindler
Gruppenantennen – ihre Dimensionierung und Anwendung, Teil 2 58

K. Krukenberg
Zur Vergleichbarkeit der Empfindlichkeitsangaben bei Ge-Fotodioden 62

Referate 63

Dipl.-Ing. H. J. Loßack
Begriffe für Halbleiterdioden 3. U.-S.

OBSAH

Oznámení a zprávy 34

MVB 1965 35

M. Pulvers
Obvody pro číslicovou techniku osazené odpory a tranzistory, díl prvý 37

Günther Dittrich
Kombinovaný měřič krátkých časů a čitač impulzů 39

Hans-Jürgen Welzel a Hans Seelisch
Výpočet a měření žhaviciho napětí vakuových usměrňovačů ve zdrojích vysokého napětí v televizorech 41

Gramofon „Soletta-Stereo M 64" 44

Dipl.-Ing. H.-J. Loßack
Informace o polovodičích 1
Přehled polovodičových diod
Značení polovodičových diod 45

Laboratorní a výpočtové podklady
Dimenzování víceobvodových mezifrekvenčních pásmových filtrů v mezifrekvenčních stupních pomocí grafů (3) 47

Z opravářské praxe 51

Dipl.-Ing. H. Heckmann
Měřicí technika a bioelektronika 53

Kapesní přijímač „Kosmos" 55

Jörg Dostmann
Kapesní přijímač „T 101" s vkv-rozsahem 56

Ing. Eberhard Spindler
Anténní skupiny – dimenzování a použití, díl druhý 58

K. Krukenberg
O srovnatelnosti údajů o citlivosti germaniových fotodiod 62

Referáty 63

Dipl.-Ing. H. J. Loßack
Pojmy z oboru polovodičových diod 3. str. obálky

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 34

М. Пульверс
Ламповые и транзисторные схемы цифровой техники, ч. 1-я 37

Гюнтер Диттрих
Комбинированный измеритель малых интервалов времени и счетчик импульсов 39

Ганс-Юрген Вельцель и Ганс Зелиш
Расчет и измерение напряжения накала высоковольтных кенотронов для телевизоров 41

Радиола «Золетта-стерео М 64» 44

Диплом-инж. Г.-И. Лоссак
Информация о полупроводниковых приборах (1)
Полупроводниковые диоды 45

Лабораторные и расчетные материалы
Расчет ПЧ каскадов с многоконтурными полосовыми фильтрами по проектным диаграммам (3) 47

Из работы ремонтных мастерских 51

Диплом-инж. Хекман
Обзор методов измерения в биоэлектронике 53

Результаты испытания карманного приемника «Космос» 55

Иорг Достман
Карманный приемник «Т 101» с УКВ диапазоном 56

Инж. Эбергард Шпиндлер
Расчет и применение групповых антенн, ч. 2-я 58

К. Крукенберг
О сравнимости характеристик чувствительности германиевых фотодиодов 62

Рефераты 63

Диплом-инж. Г. И. Лоссак
Понятия в области полупроводниковых диодов 3. стр. о-й

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Technikverlag (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsbeirat:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
S.R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 34

The VIIth International Fair at Brno 35

M. Pulvers
Digital Circuits in RT-Technique (part 1) 37

Günther Dittrich
Combined Short-Time Measuring and Impulse Counting Instrument 39

Hans-Jürgen Welzel and Hans Seelisch
Calculation and Measurement of the Heating Voltage of High-Voltage Rectifier Tubes of TV-Receivers 41

Record Player "Soletta-Stereo M 64" 44

Dipl.-Ing. H. J. Loßack
Semiconductor Informations 1 Semiconductor Diodes 45

Laboratory and Design Data Dimensioning IF-Stages with Multi-Circuit Band Filters on the Basis of Design Diagrams (part 3) 47

Repair Practice 51

Dipl.-Ing. H. Heckmann
On the Measurement Principles of Biological Measuring Electronics 53

We Tested: Pocket Transistor Receiver "Kosmos" 55

Jörg Dostmann
Instruction for Home Construction: Pocket Receiver „T 101" with VHF 56

Ing. Eberhard Spindler
Group Antennas – Design and Use (part 2) 58

K. Krukenberg
On the Comparability of Sensitivity Data of Ge-Photo-Diodes 62

Abstracts 63

Dipl.-Ing. H. J. Loßack
The Terminology of Semiconductor Diodes 3rd Cover Page

Titelbild:

Nähere Einzelheiten über das Fonogerät „Soletta-Stereo M 64" der Firma Siegfried Oelsner erfahren Sie auf Seite 44
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Nov. 1965 und Vorschau für Februar 1966

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im November 1965

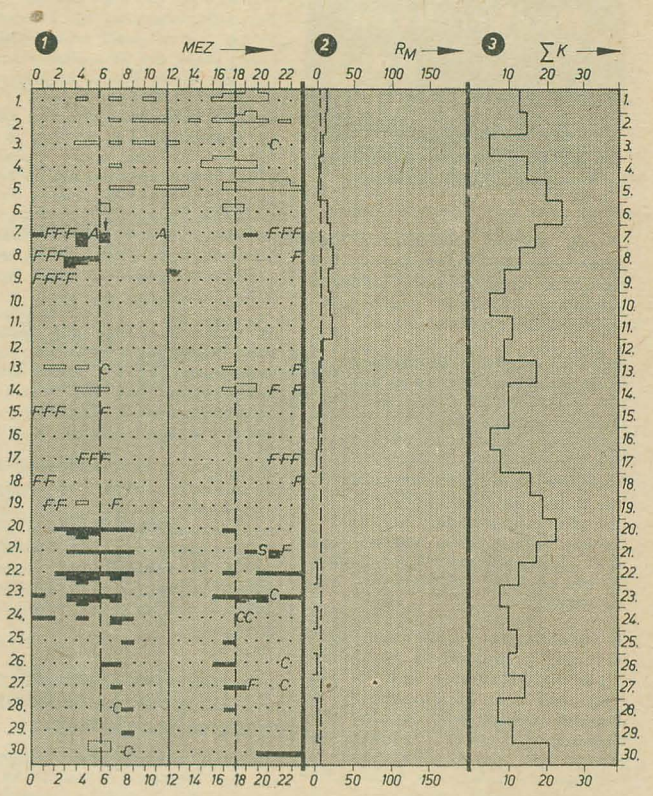
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

△f/f
□ + 41% und darüber
□ + 31 ··· + 40%
□ + 21 ··· + 30%
— + 20 ··· — 20%
— — 21 ··· — 30%
— — 31 ··· — 40%
— — 41% und weniger
Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

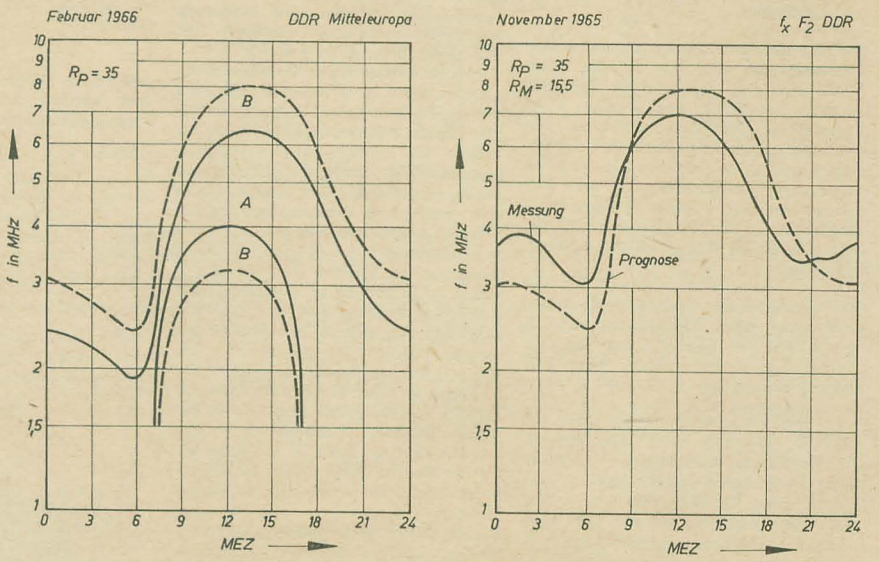
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



Vorschau für Februar 1966

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung — *Gegenüberstellung Prognose/Messung*



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- 10-W-Leistungsverstärker mit Transistoren für Omnibusse und Straßenbahnen
- Ein einfaches NF-Impedanzmeßgerät für die Werkstatt
- Service-Stereo-Coder SC 1 von Grundig
- Tunneldioden – technologisch betrachtet
- Bericht über die INEL 65 in Basel

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Für 140 Mill. Valutamark Halbleiter** wird die Sowjetunion im Rahmen des langfristigen Handelsabkommens zwischen ihr und der DDR an die DDR liefern.

▼ **Die nächste Ordentliche Tagung des Verwaltungsrates der OIRT** soll 1966 in Moskau und die nächste Ordentliche Generalversammlung der OIRT 1967 in Berlin abgehalten werden. Außerdem will die OIRT die fruchtbringenden Kontakte und Verbindungen zu den Rundfunk- und Fernsehorganisationen der Länder Asiens, Afrikas und Lateinamerikas auch in Zukunft sowohl auf bilateraler als auch auf multilateraler Basis fortsetzen.

▼ **Umbenannt** wurde die Firma Intermetall Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik m.b.H., Freiburg, und zwar in Deutsche ITT Industries Gesellschaft m.b.H. Die Gesellschaft gehört bereits seit Januar 1965 zum Firmenverband der International Telephone & Telegraph Corporation (ITT), New York. Die ebenfalls zum Firmenverband der ITT gehörende Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), Stuttgart-Zuffenhausen, wird durch die Veränderung nicht berührt.

▼ **An der Entwicklung eines Schnell-Elektrozuges** für die Strecke Moskau–Leningrad arbeitet zur Zeit das Konstruktionsbüro der Rigaer Waggonfabrik. Der Zug soll eine Geschwindigkeit von 250 km/h entwickeln und ist mit einer elektronischen Steuerung ausgerüstet, die fast alle Arbeiten des Bedienungspersonals übernimmt. Der Lokführer hat nur die Kontrolle der Geräte zu übernehmen.

▼ **Koffergeräte für das Farbfernsehen** mit einer 6″-Bildröhre will die amerikanische Bristol Dynamics Inc. innerhalb eines Jahres auf den Markt bringen.

▼ **Zwei Kurzwellensender** mit je 350 kW Leistung wird die französische Firma Compagnie Française Thomson-Houston nach Peking liefern. Die Sender sind mit den neuesten Leistungsröhren mit Verdampfungskühlung ausgerüstet.

▼ **Auf dem Gebiet der Lasertechnik** – Forschung und Entwicklung inbegriffen – wurden in den USA 1965 etwa 50 Mill. Dollar Umsatz erreicht. Bis 1970 erwartet man eine Steigerung auf jährlich 250 Mill. Dollar. Neue Anwendungsgebiete: Unterwassernachrichtenübertragung mit Laser im blaugrünen Teil des Spektrums und hochselektive Gewebezerstörung („unblutige" Chirurgie) in der Medizin und Zahnheilkunde.

▼ **Als Lumineszenz-Abschmecker** wird ein an der Hochschule für Ingenieurökonomie in Moskau entwickeltes elektronisches Gerät bezeichnet, das in zwei bis drei Minuten die Frische von Fisch- und Fleischprodukten bestimmen kann.

▼ **In jedem 14. Haushalt der USA** ist ein Farbfernsehgerät zu finden. Das geht aus einer Erhebung des U.S.Bureau of the Census hervor. Der Sättigungsgrad für Fernsehempfänger (schwarzweiß oder farbig) ist hoch: Mehr als 93% aller Haushalte besitzen einen Fernsehempfänger.

▼ **Zwei neue Anzeigeröhren mit kalter Katode** zur Verwendung in Digitalvoltmetern und anderen elektronischen Meßgeräten hat die Firma Mullard herausgebracht. Die ZM 1081 stellt die Symbole +, — oder ~ dar, während die ZM 1024 die Abkürzungen c/s, kc/s, Mc/s, µs, ns oder s sichtbar werden läßt. Die Symbole und Zeichen sind 0,4″ groß.

▼ **Einen Film über die Entstehung einer Dünnschicht** entstand unter Zuhilfenahme eines Elektronenmikroskops im Technisch-Physikalischen Forschungsinstitut der Ungarischen Akademie der Wissenschaften.

▼ **Eine Versuchskontaktschweißmaschine** für Drähte mit wenigen µ Durchmesser wurde in der Sowjetunion entwickelt. Der 200 mm×300 mm große Schweißautomat arbeitet mit 3000 A bei Wechselstrom. Dauer des Schweißzyklus $< 1/100$ s. Der Automat läßt sich nur mit einem Mikroskop bedienen.

Datenverarbeitungsanlagen für die drei größten amerikanischen Universitätsbibliotheken

Die drei medizinischen Bibliotheken an der Harvard-Universität in Cambridge, der Columbia-Universität in New York und der Yale-Universität in New Haven vereinigten sich kürzlich mit dem Ziel, den Ärzten und Forschern durch den Einsatz von Datenverarbeitungsanlagen und modernen Nachrichtenmitteln in kürzester Zeit die beste Auskunft zu geben.
Durch den Einsatz von Datenverarbeitungsanlagen ist es möglich, die Zahl der Stichworte je Titel auf das für die Praxis erforderliche Maß zu erhöhen. Sie werden in den Magnettrommeln der Datenverarbeitungsanlagen gespeichert. Um jedoch die in den vereinigten Bibliotheken vorhandenen speziellen Werke zu finden, ist es erforderlich, möglichst konkrete Aufgaben zu stellen. Die amerikanischen Wissenschaftler demonstrierten dazu einige Beispiele: Um die Wirkung von Aspirin auf Puls und Fieber kennenzulernen, ist es erforderlich, der Datenverarbeitungsanlage die Codeziffern nicht nur von Aspirin und Fieber, sondern auch von Puls einzugeben. Die entsprechenden Nummern werden in einer der drei Bibliotheken in das Netzwerk der Computer eingegeben. Innerhalb von vier Sekunden beginnt die Anlage, alle in den Büchern der vereinigten Universitätsbibliotheken vorhandenen Bezugsstellen aufzuführen.

Neues der Fonotechnik

● **Radionette-Multiplayer** ist ein neuartiges Fonogerät der norwegischen Firma Radionette, das auf einer waagerechten Achse bis zu 25 Schallplatten für 33⅓ oder 45 U/min aufnimmt. Ein senkrecht laufendes Schwungrad übernimmt für alle Platten die Rolle des Plattentellers. Mit Hilfe von Distanzstücken können zwei Tonabnehmersysteme zwischen die Platten gebracht werden, um die jeweils gewünschte Seite abzutasten. Anhand einer Programmliste können die gewünschten Titel in der gewünschten Reihenfolge mit der Drucktastenautomatik (50 Tasten) eingestellt werden. Das Gerät enthält einen 15-W-Transistorverstärker, der mehrere Außenlautsprecher speisen kann.
● Neuartig ist auch der Plattenspieler ERA – mk 1 s einer französischen Firma, dem die übliche umschaltbare Übersetzungsrolle für die verschiedenen Geschwindigkeiten fehlt. Er besitzt für die Umdrehungszahlen 33⅓ und 45 U/min jeweils einen besonderen Antriebsmotor. Damit entfällt die mechanische Umschaltung beim Wechsel der Drehzahl. Der Tonarm in Speziallagerung, dessen Eigenresonanz unter 6 Hz liegt, wird beim Start automatisch mit einem elektrischen „Lift" auf die Platte gesetzt. Dabei wird der jeweilige Motor mit Hilfe einer Fotozelle eingeschaltet. Die beiden Synchronmotoren sind so ausgelegt, daß sie die Drehzahl unabhängig von der Lichtnetzspannung exakt einhalten.
● Das Stereotonabnehmersystem U-15 der amerikanischen Firma Euphonics Corp. verwendet als Wandlerelemente Halbleiterplättchen und hat beachtenswerte Eigenschaften. Da der Widerstandswert der Wandlerelemente druckabhängig ist, verläuft die Ausgangsspannung proportional zur Rillenauslenkung und nicht proportional zur Schnelle wie bei magnetischen und dynamischen Abtastern, daher wird keine Frequenzgangentzerrung benötigt. Ferner liegt die untere Frequenzgrenze bei 0 Hz = Gleichspannung. Der Frequenzbereich geht von 0 Hz bis über 30 kHz ± 2 dB.

Leipziger Frühjahrsmesse 1966

UdSSR

Die sowjetische Akademie der Wissenschaften beabsichtigt, zur Leipziger Frühjahrsmesse reichhaltiges Material zu den Themen „Der Mensch im Kosmos" und „Wissenschaftlicher Gerätebau" zu zeigen.

Irak

Auf dem Gemeinschaftsstand des Irak werden u. a. auch Rundfunkempfänger zu sehen sein.

Dänemark

In den Branchen Elektronik und Elektrotechnik werden erstmals neben den Firmen Storno, Radiometer und Brüel & Kjaer die Firmen Great Northern Telegraph Works und Dansk Radio Aktieselskap vertreten sein.

Frankreich

Einen besonderen Anziehungspunkt wird wieder das Farbfernsehprogramm der Compagnie Française de Télévision bilden. – Zum ersten Mal wird sich der Verband der Hersteller von Rundfunk- und Fernsehgeräten (S.C.A.R.T.) an der Leipziger Messe beteiligen.

Großbritannien

Britische Firmen werden auf den Gebieten Elektronik und Nachrichtentechnik und erstmalig auch in der Branche Rundfunk-Fernsehen-Fono vertreten sein.

VR Polen

Die Außenhandelsunternehmen Elektrim und Metronex werden jeweils mehrere hundert Exponate der Elektronik und Elektrotechnik anbieten.

Japan

Japan wird u. a. Spektrometer, Elektronenmikroskope, Tonbandgeräte, Funksprechgeräte, Transistorradios und elektronische Orgeln zeigen.

Briefmarkengedenkblock für A. S. Popow

Die Entwicklung des Rundfunkwesens fußt u. a. auf den Arbeiten von A. S Popow, der im Jahre 1895 das erste Mal eine Antenne zum Funkempfang benutzte. Die sowjetische Post nahm dieses Ereignis zum Anlaß, einen Briefmarkengedenkblock mit sechs Briefmarken herauszugeben, auf denen ein Querschnitt durch die Entwicklung des Radiowesens gegeben wird. Die alte Empfangsanlage Popows ist auf dem oberen linken Wert dargestellt (s. Bild), daneben ein moderner Koffer-empfänger. Die nächste obere Marke ist dem Fernsehen vorbehalten. Auf ihr wird der Weg einer Aufnahme über die Kamera und den Sender bis zum Empfänger angedeutet. Die nächste Marke stellt die Funkortung dar, die ebenfalls auf eine schon mehr als 60jährige Entwicklung blikken kann. Ein neuer Zweig der Radiotechnik ist die Radioastronomie, die neue Wege zur Erforschung der Sternenwelt erschließt (s. mittleren Wert unten). Der letzte Wert ist der Übertragung von Sendungen über Nachrichtensatelliten gewidmet, die in jüngster Zeit durch die Überspielung von Farbfernsehsendungen von Moskau nach Paris Aufsehen erregt hat.
Die Besonderheit des vorgestellten Blockes liegt darin, daß nur der Block als Ganzes eine Wertangabe über 1 Rubel trägt. Obwohl auch die Marken einzeln aus dem Block getrennt und verwendet werden könnten, tragen sie keinen Aufdruck ihres Frankaturwertes.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

15. JAHRGANG · 2. JANUARHEFT 2 1966

Die VII. Internationale Messe in Brno

Die Internationale Messe in Brno nimmt alljährlich an Bedeutung und Umfang zu. Wer glaubt, daß es sich hier um eine Maschinenbau-Ausstellung im engeren Sinne handle, irrt: Auch die Elektronik gehört dazu und ist stark vertreten. Das Erzeugen elektronischer Geräte rangiert in der Volkswirtschaft ja unter dem Oberbegriff „Maschinenbau", und so findet man denn auch in Brno alles, was zur Elektronik gehört: Fernseh-, Rundfunk-, Tonbandgeräte ebenso wie Bauelemente und Meßgeräte.

Im folgenden werden ausschließlich Exponate des Gastgeberlandes beschrieben. Die anderen ausstellenden Länder boten kaum etwas, das nicht schon von anderen Messen bekannt war. Außerdem – auch dies muß hier gesagt werden – fehlte es an den Ständen oft an detaillierten Unterlagen, die den ernsthaften, nicht nur an einem allgemeinen Überblick interessierten Messebesucher über Einzelheiten informieren.

Fernsehen

Tesla zeigte als ein neues Fernsehgerät den MIRIAM, einen mit 13 Röhren, 10 Dioden und 2 Transistoren bestückten Tischempfänger mit 47-cm-Rechteckbildröhre. Das Gerät ist wahlweise für 12 Kanäle nach der OIRT-Norm oder 10 Kanäle nach der CCIR-Norm mit 2 Reservekanälen ausgelegt. Die Empfindlichkeit beträgt 20 μV für Band I und 35 μV für Band III. Diese Empfindlichkeitsangaben beziehen sich offensichtlich auf die für die Durchsteuerung der Bildröhre notwendige Antennenspannung. Die Grenzempfindlichkeit wird hierbei bedauerlicherweise nicht erfaßt. Das Gerät ist für das UHF-Band IV/V vorbereitet und hat überraschenderweise einen Diodenanschluß für ein Tonbandgerät. Die Ausgangsleistung beträgt 2,2 W.
Ähnlich ausgelegt ist auch das Fernsehgerät BLANKYT 4218 U. Es besitzt jedoch eine 59-cm-Bildröhre, und die Bedienungsorgane sind etwas anders angeordnet als beim MIRIAM. Bestückung und Empfindlichkeit sind die gleichen. Auch dieses Gerät ist für UHF vorbereitet.
Tesla zeigte drei verschiedene TV-Portables, von denen ein Gerät hier erwähnt werden soll, da von ihm die vollständigen Daten und Prospekte vorlagen:

CAMPING 4151 AB ist ein mit 31 Transistoren, 15 Dioden, einer Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 und einer 25-cm-Bildröhre (90° Ablenkung) ausgerüstetes Kofferfernsehgerät. Es ist für die Bänder I und III ausgelegt und besitzt eine Empfindlichkeit von 20···40 μV. Die Stromversorgung erfolgt aus einem eingebauten Nickel-Cadmium-Akkumulator (12 V) oder aus dem 220-V-Wechselstromnetz.

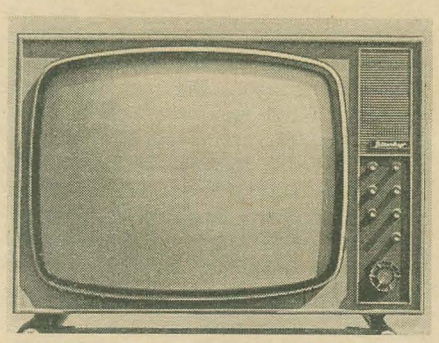
Radio

Unter den neuen Rundfunkgeräten von Tesla fanden wir einige uns kaum bekannte Typen:

Bei FUGA 1014 A handelt es sich um ein Tischgerät mit eingebautem Plattenspieler. Es ist für die Bereiche U, K, M und L ausgelegt, hat eine Ausgangsleistung von 2,5 W und selbstverständlich Abstimmanzeigeröhre und Ferritantenne.

1011 A (DUNAJEC) und 1016 A (SONATA) sind die Namen bzw. Bezeichnungen für zwei weitere U-K-M-L-Tischgeräte mit eingebautem 4-Geschwindigkeiten-Plattenspieler.

JUPITER 324 A möchten wir einen Kleinsuper nennen. Er ist für den Ultrakurz- und Mittelwellenbereich ausgelegt, hat nur vier Stufen (Reflexschaltung) und eine Ausgangsleistung von 1,5 W.



Fernsehempfänger „Blankyt 4218" von Tesla Orava

323 A ist ein 4-Röhren-AM/FM-Super. Sein Gehäuse wurde in der sogenannten „nordischen Linie" ausgeführt.

CARIOCA 433 A ist ein weiterer AM/FM-Kleinsuper mit 4 (+ 1) Röhren, die gleichfalls in Reflexschaltung arbeiten. Ferritantenne und UKW-Dipol sind eingebaut.

Der Bericht über die von Tesla in Brno gezeigten Rundfunkgeräte wäre unvollständig ohne Erwähnung einiger Taschen- und Reiseempfänger:

DANA 2711 B ist ein kleiner Taschenempfänger für Mittelwelle mit den Abmessungen 100 mm × 65 mm × 34 mm und einer Masse (ohne Batterie) von 250 g. Das mit 6 Transistoren und 1 Diode (5 Kreise) bestückte Gerät gibt eine Ausgangsleistung von 70 mW ab und wird aus einer 3-V-Batterie gespeist.

Beim IRIS 2712 B handelt es sich um einen Taschenempfänger mit etwas kleineren Abmessungen (98 mm × 62 mm × 28 mm), aber der gleichen Bestückung. Seine Ausgangsleistung beträgt 70 mW. Seine Stromversorgung erfolgt aus einer 3-V-Batterie.

MONIKA 2815 B präsentiert sich als ein etwas größerer UKW-Reiseempfänger mit den Abmessungen 185 mm × 100 mm × 37 mm, einer Ausgangsleistung von 150 mW, bestückt mit 9 Transistoren und 3 Dioden. Stromversorgung: 6-V-Batterie, aus der 65 mA vom Gerät aufgenommen werden. Seine Masse beträgt 450 g.

HAVANA 431 B ist ein schnurloser Transistorempfänger mit 9 Transistoren und 4 Dioden. Dem Verwendungszweck des Gerätes entsprechend hat es die relativ große Ausgangsleistung von 750 mW. Die Stromversorgung erfolgt aus sechs Monozellen oder zwei Flachbatterien.

Elektroakustik

Den Kernpunkt der Exponate auf diesem Sektor bildeten die zahlreichen Tonbandgeräte von Tesla. Sie sind für uns besonders interessant, da die DDR im Rahmen der gegenseitigen Abstimmung der sozialistischen Länder die Tonbandgeräteproduktion einstellte. Die Typen URAN ANP 401 und B 4 stellten wir bereits in radio

Transistor-NF-Generator 12 XG 025 (Foto: Tesla/Rapid)

und fernsehen 14 (1965), H. 8, S. 237 vor. B 41 ist ein transportables Doppelspurtonbandgerät für die Geschwindigkeit 9,53 cm/s. Der Frequenzgang beträgt 50···16 000 Hz, die Ausgangsleistung 2 W. Es wird aus dem Netz gespeist. B 42 hat etwa die gleichen Daten, jedoch vier Spuren. Beide Geräte sind voll transistorisiert.

Meßtechnik und Elektronik

Von den vielen gezeigten elektronischen Meßgeräten von Tesla können hier nur einige erwähnt werden.

Der TRANSISTOR-NF-GENERATOR 12 XG 025 ist für die Frequenzen 30 Hz···20 kHz ausgelegt. Er ist offensichtlich für Arbeiten am Fernmeldenetz bestimmt; sein einstellbarer Ausgangsspannungspegel von + 2,1 N···— 7 N weist auf diesen Verwendungszweck hin. Die maximale Ausgangsleistung beträgt 200 mW. Es handelt sich um einen Schwebungssummer mit einem Klirrfaktor von maximal 1···2% je nach Frequenz. Das Gerät kann wahlweise aus dem Wechselstromnetz 50 Hz betrieben werden mit 10 VA Leistungsaufnahme oder aus einer Batterie von 24 bis 28,5 V, wobei es 120 mA aufnimmt.

Die EICHLEITUNG 12 XU 041-4 ist ähnlich wie teilweise schon bekannte Varianten für 150 Ω Wellenwiderstand ausgelegt und hat eine einstellbare Dämpfung von 1 × 7 N; 7 × 1 N; 11 × 0,1 N und 11 × 0,01 N. Je nach der gestellten Genauigkeitsforderung kann die Eichleitung im Frequenzbereich 0···300 kHz bzw. 0···2 MHz verwendet werden.

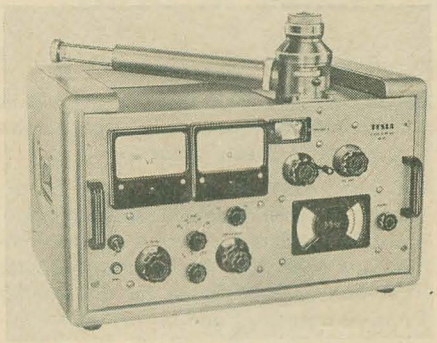
Der GÜTEFAKTORMESSER BM 409 ist ein Labormeßgerät, das zur Bestimmung der Eigenschaften von Hochfrequenzkreisen und ihrer Teile vorgesehen ist. Der Gütefaktor von Hochfrequenzspulen und die Kapazität kleiner Kondensatoren kann direkt abgelesen werden. Das Gerät enthält einen HF-Generator für 16 bis 300 MHz, ein Diodenvoltmeter, ein Koppelglied, einen Meßkreis und zwei weitere Diodenvoltmeter. Mit Hilfe des Zusatzgerätes BP 4090 kann auch der tan δ von Dielektrika gemessen werden.

BM 407 heißt ein STÖRFELDSTÄRKEMESSER für den Frequenzbereich 250 bis 900 MHz. Der UHF-Fernsehbereich wird somit vollständig erfaßt. Eingangsspannungen von 10 μV···1 V können mit einer Genauigkeit von ± 2 dB erfaßt werden.

Statt des Meßinstrumentes kann auch ein eingebauter Lautsprecher an den Ausgang geschaltet werden. Das Gerät BM 407 ist eine Ergänzung des Störfeldstärkemessers BM 406 für den Frequenzbereich 30···240 MHz.

BM 445 E heißt ein volltransistorisierter ZÄHLFREQUENZMESSER mit sechs Dekaden. Seine maximale Zählfrequenz beträgt 1,5 MHz. Das in Bausteinweise konstruierte Gerät läßt sich, wie allgemein üblich, sowohl zur Frequenz- als auch zur Zeitmessung und zur Zählung von Impulsen verwenden.

Unter der Bezeichnung BS 413 fertigt Tesla schließlich ein ELEKTRONEN-TISCH-MIKROSKOP. Sein Hochspannungsteil



Gütefaktormesser BM 409 mit Zusatzgerät BP 4090 zur Messung der Dielektrizitätskonstante

muß etwa 4 m entfernt aufgestellt werden, um Störungen durch dessen elektromagnetische Felder zu vermeiden. Einlegen und Wechseln des Präparates erfolgt ohne Beeinträchtigung des Vakuums. Das eingebaute Vakuumreservoir ermöglicht das Ausschalten der Vakuumpumpe, wodurch die Anfertigung hochqualitativer Fotografien ermöglicht wird. Die Vergrößerung des Gerätes ist stufenweise zwischen 4500···180 000 einstellbar. Die Beschleunigungsspannung beträgt 30, 50, 80 oder 100 kV. Das erreichbare Auflösungsvermögen ist besser als 10 Å.

Transistoren

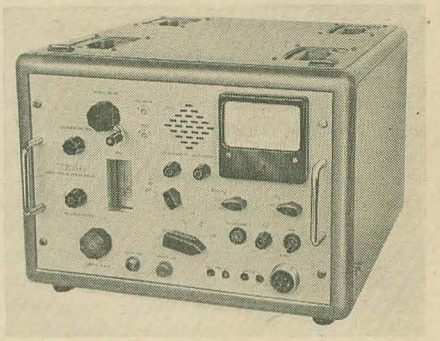
Eines der Schwergewichte bei den Elektronikexponaten in Brno waren die zahlreichen neuen Transistoren.

GF 501···GF 503 sind drei neue HF-Ge-pnp-Transistoren. Leider sind in dem Datenblatt, abweichend von der international gebräuchlichen Datenbezeichnung einige anders definiert angegeben, so daß ein unmittelbarer Vergleich mit bekannten Typen schwerfällt. Die Vierpolparameter dieser Transistoren sind bis zu 250 MHz genannt. Die Transitfrequenz soll jedoch bei mehreren hundert MHz liegen. — $U_{CB\,max}$ wird mit 24 V angegeben, — $I_{C\,max}$ mit 100 mA. Die Sperrschicht darf eine Temperatur von 100 °C annehmen. Der Wärmewiderstand ist nicht angegeben, jedoch haben die genannten Transistoren bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C eine Verlustleistung von 300 mW.

GF 505 ist ein weiterer HF-Ge-pnp-Transistor in Mesa-Ausführung. Er ist für VHF-Stufen bis 260 MHz bestimmt. — $U_{CB\,max}$ ist 25 V, — $I_{C\,max}$ = 10 mA. Die Verlustleistung bei 45 °C Umgebungstemperatur liegt bei höchstens 60 mW.

KU 601 ist ein Silizium-Leistungstransistor mit einem Wärmewiderstand von 5 °C/W in npn-Mesa-Aufbau. Seine Daten sind bis zu einer Frequenz von 1 MHz angegeben, die nicht genannte Grenzfrequenz liegt zweifellos höher. $U_{CB\,max}$ liegt hier bei 40 V, $I_{C\,max}$ bei 2 A, $I_{B\,max}$ bei 0,5 A. Der Transistor ist als 10-W-Typ angegeben.

Auch beim KU 605 handelt es sich um einen Silizium-Leistungstransistor, diesmal für 50 W; der erste Buchstabe „K" kennzeichnet nach dem neuen Halbleiterbezeichnungsschlüssel Silizium-Halbleiterbauelemente, ähnlich wie bei uns der Buchstabe „S". Auch hier fehlt bedauerlicherweise die Angabe der Transitfrequenz. Aus den Daten ergibt sie sich zu einigen MHz. $U_{CE\,max}$ wird mit 200 V angegeben, $I_{C\,max}$ mit 10 A.



Störfeldstärkemesser BM 407

Richtfunkgerät

Mit dem MT 21 stellte Tesla eine neue Mikrowellen-Richtfunkeinrichtung vor. Jede Station besteht aus einem Hochfrequenzteil (Sender und Empfänger) und einem Multiplexteil. Der Sender bzw. der Empfänger arbeitet im Frequenzbereich 6500···6900 MHz (4,5 cm) mit FM/PPM. Das Sendeklystron erzeugt eine HF-Leistung von 700 mW mit einer Frequenzgenauigkeit von $5 \cdot 10^{-4}$. Der Empfänger hat eine Grenzempfindlichkeit von 18 dB. Seine Zwischenfrequenz liegt bei 70 MHz mit der Bandbreite 10 MHz. Sender und Empfänger arbeiten in Duplex über einen bis 10 m langen Hohlleiter auf eine 1,7-m-Parabolantenne mit 35 dB Gewinn. Damit wird die Reichweite etwa 50 km (Größenordnung!).

Der Multiplexteil vereint 12 Telefoniekanäle (300···3400 Hz) und einen Signalisierungskanal, die Verschachtelung erfolgt mit 8-kHz-Impulsen. Jeder Sprechkanal hat in seinem Leitungsweg einen Amplitudenbegrenzer, er kann übrigens auch für Dienstgespräche (von einer Richtfunkstelle zur nächsten) geschaltet werden. Die nichtlinearen Verzerrungen werden mit kleiner als 3% angegeben, der Signal/Geräuschabstand mit 51 dB.

Das gesamte Gerät ist in Einschubeinheiten aufgeteilt, deren Leitungen in Druckschaltungstechnik ausgeführt sind. *Streng*

Digitale Schaltkreise in RT-Technik

Teil 1

M. PULVERS

Es ist bekannt, daß sich in den Verknüpfungsschaltungen digitaler Schaltkreise neben Dioden und Transistoren auch Widerstände als Verknüpfungselemente anwenden lassen. Die Auswahl der zur Anwendung kommenden Verknüpfungstechnik ergibt sich meist aus den unterschiedlichen Verknüpfungsbedingungen, vor allem aber aus ökonomischen Gesichtspunkten.

Bei Verwendung konventioneller Bauelemente scheidet die Anwendung der Transistorlogik wegen des hohen Preisunterschiedes zwischen Transistoren und Dioden meist aus, so daß bisher hauptsächlich die Diodenlogik angewendet wurde, In Festkörperschaltkreisen, in denen dieser Preisunterschied nicht mehr in so hohem Ausmaß vorhanden ist, gewinnt die Transistorlogik in zunehmendem Maße an Bedeutung.

Schaltkreise unter Anwendung der Widerstandslogik erscheinen beim Aufbau mit konventionellen Elementen zwar ökonomisch, jedoch wird deren Anwendungsmöglichkeit wegen der geringen Stufenverstärkung stark eingeengt.

Die Anwendung moderner Si-Transistoren mit ihren vernachlässigbaren kleinen Restströmen und hohen Stromverstärkungen sowie der sich immer weiter entwickelnden Dünnfilmtechnologie, die eine rationelle Herstellung einer Vielzahl von Widerständen in einem Arbeitsgang gestattet, läßt die Frage der Anwendung der Widerstandslogik jedoch erneut in den Vordergrund treten.

Im nachfolgenden werden anhand von Beispielen Schaltkreise in Widerstandslogik denen in der Vergangenheit meist angewendeten Schaltkreisen in Diodenlogik gegenübergestellt. Es wird gezeigt, wie sich ein aus wenigen Grundschaltungen bestehendes Schaltsystem in Widerstandslogik dimensionieren läßt.

Allgemeines

Digitale Schaltkreise entstehen in der Regel durch eine Zusammenschaltung einer kleinen Anzahl verschiedener Grundschaltungen bzw. Bausteine. Diese Schaltkreise verarbeiten Informationen, die in Form einer zeitlichen oder räumlichen Signalfolge vorliegen und deren Signale nur die beiden diskreten Werte „O" und „L" annehmen können. Obwohl diese Signale mannigfache physikalisch-energetische Formen haben können, ordnet man in praktischen Schaltungen den beiden Signalwerten „O" und „L" meist zwei Spannungspotentiale zu. Ausgangspunkt eines Signals ist der Kollektoranschluß eines in Schalterbetrieb arbeitenden Transistors. Die beiden Spannungspotentiale ergeben sich durch den leitenden (geringes Potential) und den nichtleitenden (großes Potential) Zustand des Transistors. Da jedoch diese Potentiale Toleranzen der Bauelemente und der Speisespannungen ausgesetzt sind, ergeben sich die im Bild 1 schematisch dargestellten Potentialbänder. Den beiden Potentialbändern kann man ganz willkürlich die Signalwerte „O" oder „L" zuordnen. Für die nachfolgenden Betrachtungen sei die im Bild 1 gezeigte Zuordnung

„L" ≙ hohes Potential (z. B. 7,5 ··· 8,5 V)

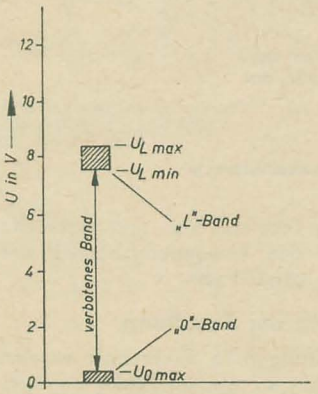


Bild 1: Schematische Darstellung der Potentialbänder

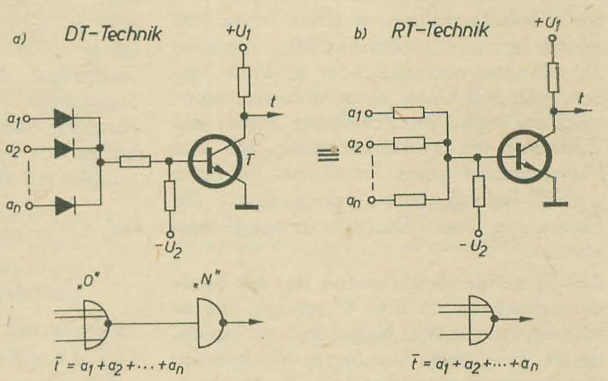
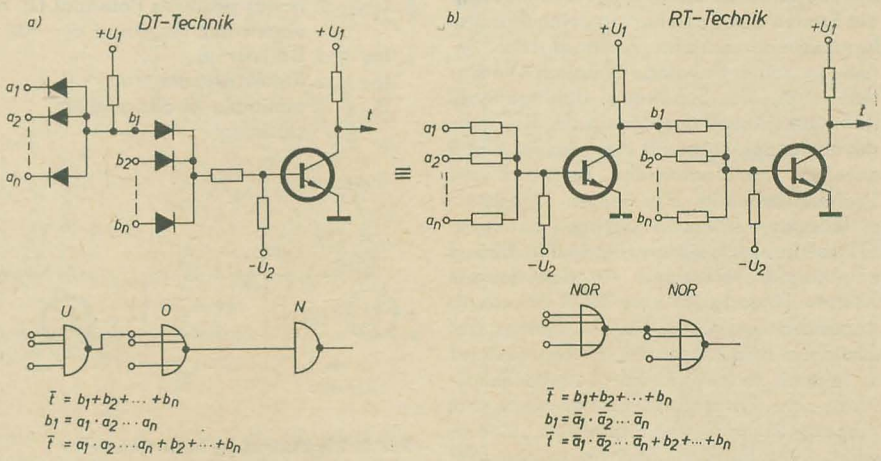


Bild 2: Grundschaltung für eine einfache logische Funktion O–N

Bild 3: Kombinatorisches Netzwerk mit logischer Funktion U–O–N



„O" ≙ geringes Potential (z. B. 0 ··· 0,4 V) gewählt.

Die Verarbeitung der Signale, die Ziffern, Befehle, Wörter usw. beinhalten, geschieht mit Hilfe von kombinatorischen Schaltungen. Alle in einem digitalen Steuerungssystem vorkommenden logischen Operationen lassen sich mit Grundschaltungen aufbauen, die die logischen Funktionen „Oder", „Und", Negationen realisieren.

Da man darüber hinaus jede logische „Oder"-Verknüpfung durch Negation in eine „Und"-Verknüpfung und umgekehrt umwandeln kann, lassen sich alle kombinatorischen Verknüpfungen mit einer logischen Folge

„Und"-Negator

bzw.

„Oder"-Negator

ausführen.

Außer diesen logischen Schaltungen benötigt man in einem digitalen Steuerungssystem zur Aufbewahrung von Informationen Speicher. Sieht man von Großraumspeichern ab, so sind dies meist bistabile Multivibratoren, die sich aus zwei Negationsstufen bzw. Bausteinen zusammensetzen lassen.

In den folgenden Bildern ist eine Gegenüberstellung von kombinatorischen Schaltungen in DT- und in RT-Technik gezeigt. Bild 2 zeigt eine logische Schaltung, die eine Oder-Funktion realisiert und an deren Ausgang eine Negation mit Hilfe eines Transistors durchgeführt wird. Liegt an einem der Eingänge

a_1 oder a_2 oder ··· oder a_n

der Signalwert „L", so schaltet der Transistor in seinen leitenden Zustand, und am Ausgang (Kollektor) erscheint der Signalwert „O". Beide Schaltungen sind in ihrer logischen Funktion gleichwertig. Der Preisunterschied beider Schaltungen ergibt sich etwa aus dem Ersatz der Dioden durch die Widerstände.

Die im Bild 3 gezeigten Schaltungen sind unter der Voraussetzung, daß alle Eingangssignale auch mit ihren negierten

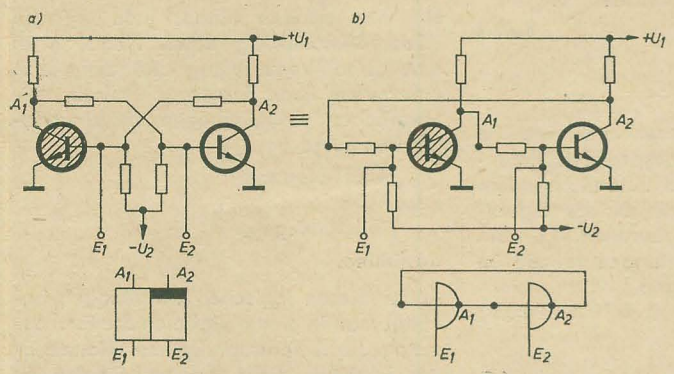


Bild 4: Grundschaltung für Informationsspeicherung, a) allgemeine Darstellung des bistabilen Multivibrators, b) bistabiler Multivibrator aus zwei Negatoren zusammengesetzt

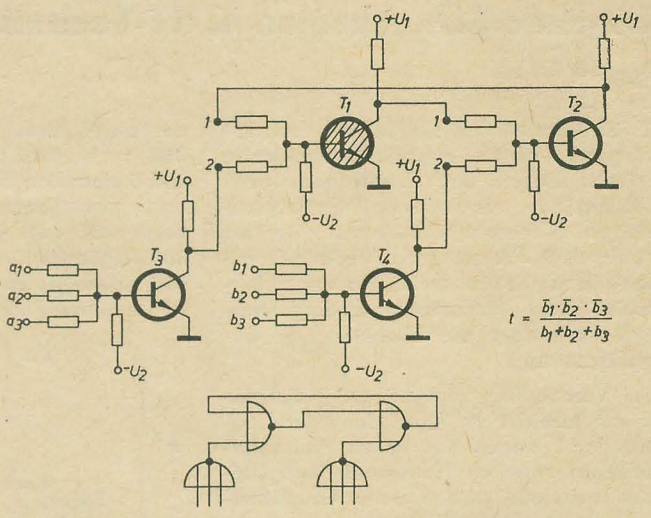


Bild 5: Logisches Netzwerk mit Speicherverhalten ▶

Werten ($\bar{a}$, $\bar{b}$) zur Verfügung stehen, gleichwertig.

Es ergeben sich die logischen Folgen

U–O–N
O–N–O–N
bzw. NOR–NOR

Dieses Beispiel läßt erkennen, daß sich ohne Zwischenschaltung eines Transistors mindestens zwei diodenbestückte logische Schaltungen hintereinander schalten lassen, während hinter einer widerstandsbestückten logischen Schaltung immer ein Transistor als Verstärker nötig ist. Der Mehraufwand eines Transistors im Falle der RT-Technik kann jedoch durch die Einsparung an Dioden ausgeglichen werden.

Ein bistabiler Multivibrator, der als Speicher dient, ist im Bild 4 gezeigt. Dieser läßt sich durch zwei Negatoren aufbauen, deren Ein- und Ausgänge miteinander verbunden werden. An den Eingängen E_1 und E_2 ist durch Einwirkung von Impulsen ein Stellen des Speichers in seine Arbeitslage (zweiter stabiler Zustand) bzw. zurück in seine Ruhelage möglich. Verändert man die Schaltung dahingehend, daß man sinnvoll das Prinzip der RT-Technik anwendet, so erhält man das im Bild 5 gezeigte kombinatorische Netzwerk mit Speicherverhalten. Die beiden Transistorstufen sind mit ihrem Eingang 1 zu einem bistabilen Multivibrator gemäß Bild 4 miteinander verkoppelt. An dem jeweils zweiten Eingang ist eine NOR-Schaltung angeschlossen, über die ein Stellen des Speichers möglich ist. Ist im Ruhezustand T_1 leitend, so erfährt die gesamte Schaltung eine Zustandsänderung, wenn am Eingang 2 von T_2 der Signalwert „L" einwirkt. Dies bedingt, daß an keinem der Eingänge b_1, b_2, b_3 von T_4 der Signalwert „L" anliegt. Ein Zurückstellen in die Ruhelage ist durch die gleiche logische Funktion an den Eingängen a_1, a_2, a_3 möglich.

Obwohl die hier gezeigten Beispiele typische Schaltungen darstellen, läßt sich der endgültige Anwendungsbereich der RT-Technik noch nicht genau abgrenzen. Dies gilt insbesondere für die maximal mögliche Anzahl der Eingänge einer derartigen Schaltung. Erst durch die nachfolgende Berechnung wird eine exakte Beurteilung über die Vor- und Nachteile sowie über den Anwendungsbereich der RT-Technik möglich sein.

Berechnung der Schaltung

Grundschaltungen in RT-Technik werden grundsätzlich, so wie im Bild 6 angegeben, verkoppelt. Jeder der Eingänge $a_1 \cdots a_n$ einer Stufe ist mit je einem Kollektor einer vorhergehenden Steuerstufe verbunden. Je nach Verstärkung dieser Steuerstufe lassen sich $1 \cdots m$ Stufen am Ausgang anschließen.
Bezeichnet man alle Ströme und Spannungen mit dem Index

x wenn sich T_2 im leitenden Zustand befindet,
y wenn sich T_2 im Sperrzustand befindet,

so ergibt sich

für den Fall T_2 leitend

U_{BEx} ≙ Basis-Emitterspannung
U_{Sx} ≙ hohes positives Potential U_L an einem der Eingänge $a_1 \cdots a_n$
I_{Bx} ≙ Basisstrom
I_{Cx} ≙ Kollektorstrom $= I_{Bx} \cdot B_{min}$
B_{min} ≙ minimale Großsignalverstärkung

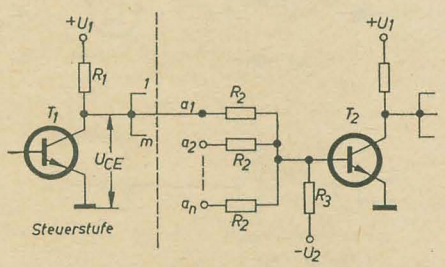


Bild 6: Grundschaltung in RT-Technik

für den Fall T_2 gesperrt

U_{BEy} ≙ Basis-Emitterspannung
U_{Sy} ≙ kleines positives Potential U_0 an allen $a_1 \cdots a_n$-Eingängen ($U_{Sy} = U_{CEx}$ der Steuerstufe)
$I_{By} = I_{Cy} = I_{CBo}$ ≙ Kollektor-Basisreststrom

Berechnung des Spannungsteilers

Geht man davon aus, daß alle an den Eingängen $a_1 \cdots a_n$ angeschlossenen Widerstände die gleiche Größe besitzen und mit R_2 bezeichnet werden, so besteht der erste Schritt der Dimensionierung darin, den Spannungsteiler R_2, R_3 zu ermitteln. Die Größe des Spannungsteilers muß so bemessen sein, daß sowohl der für den leitenden Zustand des Transistors nötige Basisstrom I_{Bx} als auch die für den Sperrzustand benötigte Basis-Emittersperrspannung U_{BEy} zur Verfügung stehen. Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, den Spannungsteiler unter Anwendung eines analytisch-grafischen Verfahrens zu ermitteln. Aus diesem Grunde werden die beiden Schaltzustände zunächst getrennt behandelt.

Leitender Zustand

Gemäß geforderter logischer Funktion muß der Transistor der NOR-Schaltung immer dann im leitenden Zustand (Übersteuerungsbereich) arbeiten, wenn an mindestens einem der Eingänge U_{Sx}-Potential anliegt. An den anderen (n-1)-Eingängen liegt das schwach positive Potential U_{Sy}, so daß durch den resultierenden Widerstand $R_2/n\text{-}1$ eine Ableitung in Form eines Verluststromes auftritt. Dieser ungünstigste Fall ist in der Ersatzschaltung Bild 7 dargestellt.
Der geforderte leitende Zustand von T wird garantiert, wenn

$$R_3 \geq R_2 \frac{U_{BEx} + U_2}{U_{Sx} - n \cdot U_{BEx} - R_2 \cdot I_{Bx}} \qquad (1)$$

mit $U_{Sx} = U_{Sx\,min}$
$U_2 = U_{2\,min}$

Hierbei wird zunächst vorausgesetzt, daß alle R_2-Widerstände untereinander keinerlei Toleranzen aufweisen.

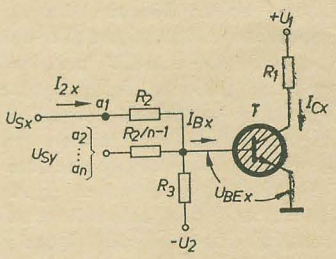


Bild 7: Ersatzschaltung für den leitenden Zustand T

Liegt an mehr als einem Eingang das Steuerpotential U_{Sx}, so steigt der Basisstrom über den geforderten Mindestwert I_{Bx}. Der Transistor wird zwar mehr übersteuert, jedoch ändert dies nichts am Schaltzustand.

Sperrzustand

Gemäß geforderter logischer Funktion ist der Transistor der NOR-Schaltung nichtleitend, wenn an allen $a_1 \cdots a_n$-Eingängen

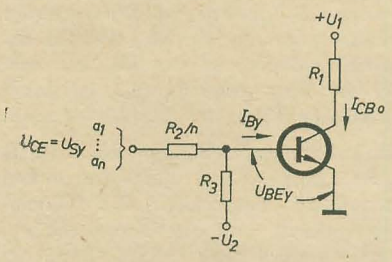


Bild 8: Ersatzschaltung für den nichtleitenden Zustand T

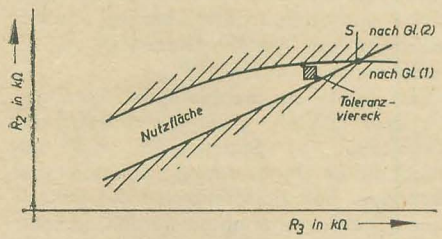


Bild 9: Grafische Darstellung zur Ermittlung des Spannungsteilers R_2/R_3

das schwach positive Potential U_{Sy} anliegt. Nach der Ersatzschaltung Bild 8 lassen sich alle R_2-Widerstände zu einem Widerstand R_2/n zusammenfassen.

Der Sperrzustand wird garantiert, wenn

$$R_3 \leqq \frac{R_2}{n} \frac{U_{BEy} - U_2}{U_{Sy} - U_{BEy} - \frac{R_2}{n} \cdot I_{By}}$$

Da der Reststrom bei den hier angenommenen Si-Transistoren im nA-Gebiet liegt, kann man $R_2/n \cdot I_{By}$ ($I_{By} = I_{CBo}$) im allgemeinen Anwendungsfall vernachlässigen.

$$R_3 \leqq \frac{R_2}{n} \frac{U_{BEy} - U_2}{U_{Sy} - U_{BEy}} \qquad (2)$$

mit $U_{BEy} = U_{BEy\,max}$ (kleinste zul. Sperrspannung)

$U_2 = U_{2\,max}$

$U_{Sy} = U_{Sy\,max}$

Stellt man die Beziehungen der Gln. (1) und (2) grafisch dar, so erhält man die im Bild 9 gezeigte Darstellung. Danach ergibt sich, daß alle diejenigen Widerstandspaare R_2, R_3, die in der durch beide Linienzüge eingeschlossenen Nutzfläche liegen, die Bedingungen für beide Schaltzustände erfüllen.

Der Optimalwert für R_2 und R_3 ergibt sich im Schnittpunkt S. Diesen findet man durch Gleichsetzen der Gln. (1) und (2).

$$R_{2(S)} = \frac{U_{Sx}(U_{BEy} - U_2') - n[U_{Sy}(U_{BEx} - U_2'') + U_2''\,U_{BEy} - U_2'\,U_{BEx}]}{I_{Bx}(U_{BEy} - U_2')} \qquad (3)$$

mit $U_2' = U_{2\,max}$

$U_2'' = U_{2\,min}$

Da in der Praxis jedoch die Widerstandswerte Toleranzen der Fertigung sowie Temperatureinflüssen und Alterungen unterliegen, ist das Widerstandspaar des Schnittpunktes S praktisch unbedeutend. Man gibt sich deshalb ein Toleranzviereck, das alle Einflußgrößen berücksichtigt, für ein Norm-Widerstandspaar vor, das nach Bild 9 möglichst nahe dem Schnittpunkt und noch innerhalb der Nutzfläche liegt. Somit werden alle gestellten Forderungen auch dann erfüllt, wenn die Widerstände die ungünstigsten Toleranzwerte annehmen.

Kombiniertes Kurzzeitmeß- und Impulszählgerät

GÜNTHER DITTRICH

Das im folgenden beschriebene Gerät wurde unter Verwendung von Schaltungen, die in radio und fernsehen veröffentlicht wurden, von der Arbeitsgemeinschaft „Apparatebau" an der Erweiterten Oberschule Dresden-Nord von Schülern der 11. Klasse entworfen und gebaut. Die Arbeitsgemeinschaft stellt sich die Aufgabe, Geräte für den Physikunterricht herzustellen, interessierte Schüler auf diesem Fachgebiet zu fördern und ihnen praktische Betätigungsmöglichkeiten zu bieten. Den Bedürfnissen des Physikunterrichts Rechnung tragend, wurde ein Gerät gebaut, das vielseitig verwendbar ist und das weder vom Lehrmittelverlag noch vom Handel in ähnlicher Form angeboten wird.

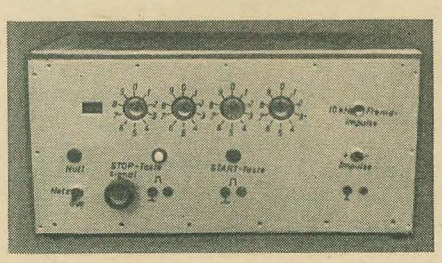
Verwendung

Das Gerät gestattet als Impulszählgerät die Zählung positiver und negativer Impulse. Die höchste Impulsfolgefrequenz beträgt 25 kHz, die Impulszahl 10^8.

In Verbindung mit einem Geiger-Zähler lassen sich radioaktive Messungen ausführen. Frequenzmessungen bis 25 kHz sind möglich durch Auszählen der Schwingungen während einer vorgegebenen Zeit. Mit Hilfe einer Fotozelle lassen sich Zählschaltungen aufbauen (Lichtschranke).

Durch einen eingebauten RC-Generator, der mit einer Frequenz von 10 kHz schwingt, wird das Gerät zum Kurzzeitmesser. Die zehntausend Impulse je Sekunde werden nach Verstärkung der ersten dekadischen Zählröhre zugeführt. Diese zählt mithin zehntausendstel Sekunden. Jeder zehnte Impuls wird ausgekoppelt und der nächsten Stufe zugeführt. Da vier Zählröhren vorhanden sind, zählt folglich die letzte Zehntelsekunden. Auch hier wird jeder zehnte Impuls ausgekoppelt und steuert einen mechanischen Postzähler, der also die vollen Sekunden registriert. Durch einen elektronischen Schalter kann der Zähler verzögerungsarm gestartet und gestoppt werden. Der Schaltvorgang wird ebenfalls durch Impulse ausgelöst, wie sie beim Öffnen und Schließen eines Stromkreises auftreten. Bestimmung von Fallzeiten und Messung der Erdbeschleunigung sind damit selbst bei Fallstrecken von wenigen Zentimetern leicht möglich.

Geschwindigkeitsmessungen sind einfach und genau durchführbar. Bei Sportwettkämpfen können Zeiten gemessen werden, die frei von subjektiven Fehlern sind. Auch das Überprüfen des Reaktionsvermögens von Personen ist bequem möglich. Das ist besonders bei Kraftfahrern von Interesse. So ergeben sich viele Einsatzmöglichkeiten in den verschiedensten Gebieten.



Ansicht des Kurzzeitmeß- und Impulszählgerätes

Wirkungsweise

$Rö_1$ bildet den RC-Generator. Seine Schwingfrequenz kann mit dem Trimmer C_2 um etwa $\pm 2\%$ geändert werden. Er wird genau auf 10 kHz abgeglichen. Der Abgleich erfolgt am einfachsten, indem man bei angeschlossenem Zähler die vollen Sekunden während einer längeren Zeit zählt und mit einer Stoppuhr vergleicht.

Schalter S_1 gestattet das wahlweise Anschalten des nachfolgenden Zählers an den 10 kHz-Generator bzw. an die Buchse für Fremdimpulse Bu_1. Schalter S_2 erlaubt das Umschalten auf positive und negative Impulse · $Rö_2$ hat die Aufgabe, negative Impulse zu verstärken und umzukehren. Das Gitter der Röhre 3 erhält also positive Impulse. Stehen schon positive

Impulse zur Verfügung, so werden sie unter Umgehung von $Rö_2$ direkt $Rö_3$ zugeführt. Hier erfolgt abermals Umkehrung, da die Zählröhren nur auf negative Impulse ansprechen.

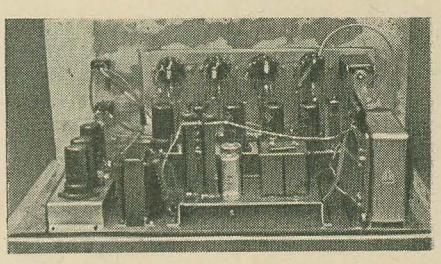
Jeder negative Impuls läßt die Glimmstrecke der Zählröhre um eine Einheit weiterspringen. Jeder zehnte Impuls wird ausgekoppelt und in der nachfolgenden Triode verstärkt und umgekehrt. Die Anodenwiderstände der Zählröhren sind Richtwerte und exemplarabhängig. Sie müssen abgeglichen werden.

Die Trioden besitzen feste Spannungsteiler zur Einstellung der Gitterspannung. Diese ist so zu wählen, daß die Röhren im Ruhezustand gesperrt sind. Daher werden nur die von Zählröhren ausgekoppelten positiven Impulse wirksam.

Durch kurzes Öffnen der Taste T_1 können die Zählröhren in die Nullstellung gebracht werden.

An der Anode von $Rö_{11}$ ist ein Post-Gesprächszähler angeschlossen. Zur besseren Anpassung wird seine Magnetspule umgewickelt. Sie erhält soviel wie möglich Windungen CuL-Draht von 0,1 mm Durchmesser.

$Rö_{12}$ und $Rö_{13}$ bilden den elektronischen Schalter. Eine Röhre zieht Strom, während die andere gesperrt ist. Die Glimmlampe



Chassisansicht

Gl zeigt den Schaltzustand an. Sie leuchtet, wenn $Rö_{12}$ geöffnet ist. Dann beträgt die Gitterspannung von $Rö_{12}$ 0 V. Da der Gitterableitwiderstand von $Rö_3$ mit dem Gitter der $Rö_{12}$ verbunden ist, ist damit auch $Rö_{13}$ geöffnet, und der Zähler zählt.

Durch kurzzeitiges Schließen von Taste T_2 wird $Rö_{12}$ gesperrt und damit der andere Schaltzustand eingestellt. Die Glimmlampe verlischt, und die Gitterspannung der $Rö_{12}$ beträgt jetzt — 15 V. Damit ist auch $Rö_3$ gesperrt, und der Zähler stoppt. T_2 ist also die Stopptaste, T_3 die Starttaste.

Der Schaltvorgang läßt sich auch durch Start- und Stoppimpulse über Bu_3 und Bu_2 auslösen, die über die Dioden D_1 und D_2 eingekoppelt werden.

Diese Start- und Stoppimpulse, die negativ sein müssen, gewinnt man aus der Schaltung von Stromkreisen, die den eigentlichen Meßvorgang einleiten und beenden. Soll beispielsweise die Fallzeit einer Stahlkugel ermittelt werden, so kann man wie folgt verfahren:

Die Stahlkugel wird durch einen Elektromagneten gehalten. Beim Ausschalten des Magneten fällt die Kugel ab. Gleichzeitig entsteht im Elektromagneten ein Spannungsstoß, der als Startimpuls über Bu_2 dem Schalter zugeführt wird und den Zähler öffnet. Die Kugel fällt auf eine Kontaktplatte. Dadurch wird ein zweiter Stromkreis geöffnet. Der dabei auftretende Spannungsstoß dient als Stoppimpuls und beendet den Zählvorgang. Um sicheres Schalten zu erreichen, empfiehlt es sich, in die Stromkreise, soweit nicht schon vorhanden, Induktivitäten einzuschalten und die Schalterkontakte durch einen Kondensator zu überbrücken. Dann sind Speisespannungen von 2 V ausreichend.

Der Aufbau des Netzteiles ist unkritisch. Auf gute Siebung ist Wert zu legen. Der Anodenstrombedarf liegt bei etwa 40 mA. Der Spannungsteiler R_{59}, R_{60} ist so einzustellen, daß im betriebsbereiten Zustand an C_{30} eine Spannung von — 25 V vorhanden ist. Um den hochbelasteten Widerstand R_{59} einzusparen, kann man selbstverständlich auch eine Hilfswicklung auf dem Trafo aufbringen, die etwa 50 V liefern muß. Man stellt dann die Spannung durch R_{58} ein.

Stromlaufplan des kombinierten Kurzzeitmeß- und Impulszählgerätes. $Rö_1$ ist eine steile Pentode, $Rö_2$, $Rö_3$, $Rö_5$, $Rö_{11}$, $Rö_9$, $Rö_{12}$ und $Rö_{13}$ können beliebige Trioden sein. Im Mustergerät wurden 6 A C 7, als Trioden geschaltet, verwendet. Günstiger ist die Bestückung mit modernen Doppeltrioden (ECC 85)

Literatur

[1] Henschel, S.: Verstärkerumschalter zur Sichtbarmachung zweier Vorgänge mit einem Einstrahloszillografen. radio und fernsehen 11 (1962), H. 1, S. 21

[2] Burmeister, R. und Leonhardt, W.: Ein einfaches elektronisches Zählgerät für universelle Verwendung. radio und fernsehen 12 (1963), H. 17, S. 541

Berechnung und Messung der Heizspannung an Hochspannungsgleichrichterröhren von Fernsehgeräten

HANS-JÜRGEN WELZEL und HANS SEELISCH

Mitteilungen aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Die Lebensdauer von Elektronenröhren wird erheblich durch die Einhaltung der Heizungsparameter der Röhre im Betrieb mitbestimmt. Der Röhrenhersteller legt aus diesem Grunde in den Datenblättern neben den Nennwerten auch relativ geringe zulässige Streuwerte fest.

Solange die Speisung aus dem Wechselstromnetz direkt erfolgt, ist die Berechnung von Heizkreisen in Reihen- oder Parallelschaltungen einschließlich der auftretenden möglichen Toleranzen der Strom- und Spannungswerte sowie deren meßtechnische Erfassung unproblematisch. Hier bestimmen nur wenige leicht erfaßbare Parameter Nennwerte und Toleranzen; die Zeitabhängigkeit kann einfach sinusförmig dargestellt werden.

Wesentlich ungünstigere Voraussetzungen für die Berechnung und Messung der Nenn- und Streuwerte der Heizungsparameter bestehen für die Auslegung der Heizung einer Hochspannungsgleichrichterröhre, die durch den Zeilengenerator eines Fernsehgerätes gespeist wird.

Der folgende Beitrag beschäftigt sich daher mit dieser Problematik. Auf die Funktion des Zeilenkippteiles wird nur soweit eingegangen, wie es zum Verständnis der Zusammenhänge notwendig erscheint.

Allgemeines

Die Heizung der Hochspannungsgleichrichterröhre eines Fernsehgerätes erfolgt aus der Energie des Zeilengenerators. Anderenfalls wäre ein sehr schwer realisierbarer Isoliertrafo notwendig, da am Heizer bzw. an der Katode gleichzeitig Hochspannung anliegt. Durch dieses Prinzip der Heizung muß in Kauf genommen werden, daß die Vielzahl der Toleranzen des Zeilengenerators auch auf die Heizungsparameter eingeht. Der Röhrenhersteller berücksichtigt dies in einem speziell erweiterten Toleranzfeld, auf das später noch eingegangen wird.

Berechnung der Heizspannung

Die Heizspannung selbst wird transformatorisch am Zeilentrafo abgenommen. Bild 1 zeigt die bekannte Prinzipschaltung des Zeilengenerators mit Zeilentrafo, Ablenksystem und Heizwicklung für die Hochspannungsgleichrichterröhre. Während des Hinlaufes t_H liegt am Trafo annähernd eine konstante Spannung U_H; während des Rücklaufes t_R steigt diese auf den Wert U_R an. Der Kurvenverlauf während einer Zeilenperiode T_z ist im Bild 2 dargestellt. Das Verhältnis der Spannungen U_H/U_R zueinander kann leicht berechnet werden, wenn der Spannungsverlauf während des Rücklaufes t_R sinusförmig, der Strom während des Hinlaufes t_H linear angenommen wird [1]. Das Verhältnis ist abhängig von der Rücklaufzeit und kann durch folgende Gleichung annähernd beschrieben werden.

$$\frac{U_H}{U_R} = -\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1 - \frac{t_R}{T_z}}{\frac{t_R}{T_z}} + \frac{2}{\pi}\right) \qquad (1)$$

Für die Auslegung der Heizung ist der Effektivwert der Spannung zu bilden. Man erhält diesen aus der Summe der quadratischen Mittelwerte während des Hin- und Rücklaufes, also

Bild 1:
Prinzipschaltung des Zeilengenerators eines Fernsehempfängers

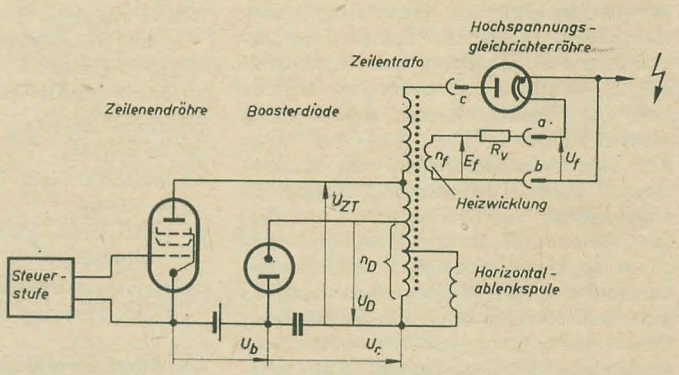
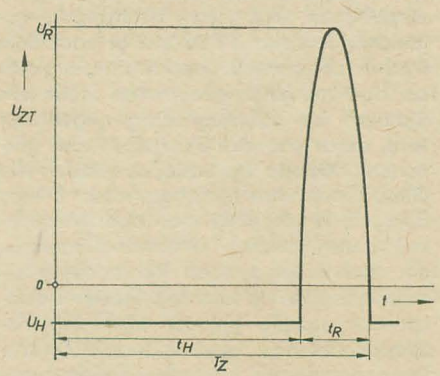


Bild 2:
Vorausgesetzter Spannungsverlauf über den Wicklungen des Zeilentrafos



$$U_{eff} = \sqrt{U_H^2 \cdot \frac{t_H}{T} + \frac{U_R^2}{2} \cdot \frac{t_R}{T}} \qquad (2)$$

Der sinusförmige Verlauf der Rücklaufspannung unterhalb der Nullinie ist vernachlässigt. Man erhält allgemein für das Verhältnis Effektivwert zu Hinlaufspannung an den Wicklungen des Zeilentrafos

$$\frac{U_{eff}}{U_H} = \sqrt{\frac{t_H}{T_z}\left(2 + \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{t_H}{t_R} + \frac{2 \cdot t_R}{\pi^2 \cdot t_H}\right)} \qquad (3)$$

Nimmt man außerdem einen Kopplungsfaktor von 100% an und vernachlässigt die Kupferwiderstände, so kann die Anzahl der erforderlichen Heizschleifenwindungen n_f aus der Anzahl der bekannten Windungen des Boosterdiodenanschlusses n_D, dem nach Gl. (3) berechneten Effektivwert der Spannung $U_{D\,eff}$ an dieser Wicklung und der erforderlichen Heizspannung E_f nach der allgemeinen Beziehung

$$n_f = n_D \cdot \frac{E_f}{U_{D\,eff}} \qquad (4)$$

berechnet werden. Die Heizspannung U_f ergibt sich dann unter Berücksichtigung des Spannungsabfalles an R_V.

Die Spannung U_{DH} an der Wicklung n_D während des Hinlaufes ist infolge der hier geöffneten Diode gleich der sogenannten Boosterspannung U_c und daher leicht zu erfassen.

Einfluß der Einstellung des Zeilengenerators

Da der Zeilengenerator mit dem Zeilentransformator in erster Linie der Strahlablenkung dient, wird die notwendige Einstellung seiner Betriebsparameter zunächst die Gesichtspunkte der Strahlablenkung berücksichtigen. Die unvermeidlichen Toleranzen des gesamten Ablenkkreises, einschließlich Ablenksystem, führen zu zwei unterschiedlichen Einstellmöglichkeiten:

1. Einstellung nach der Bildbreite des Rasters

2. Einstellung nach der Boosterspannung bzw. der Summe der Booster- und Batteriespannung.

Bei der ersten Einstellmöglichkeit wird die Bildbreite optimal auf einen Festwert eingestellt; vorhandene Toleranzen wirken sich auf die Spannungen am Zeilentrafo aus, also auch auf die Heizspannung U_f. Werden Ablenksysteme mit großen Bildbreitentoleranzen, bezogen auf konstante Energie, verwendet, so wirkt sich das entsprechend Gl. (3) und Gl. (4) in starkem Maße auf U_f aus, da hier die Spannung U_D bzw. U_c die Energieunterschiede auszugleichen hat. Es ist daher günstiger, als

Einstellwert die Boosterspannung, eventuell auch in Verbindung mit der Batteriespannung, heranzuziehen, da hier im Prinzip die Heizspannung mit eingestellt wird. Je nach Qualität des Ablenksystems wird es notwendig sein, beide beschriebenen Einstellmöglichkeiten zu kombinieren, um einen günstigen Kompromiß zwischen Spannungs- und Bildbreitentoleranz zu erhalten.

Vergleich mit praktischen Ergebnissen

Bei der Ableitung der Gleichungen Gl. (3) und Gl. (4) ist eine Reihe von Annahmen gemacht worden, die praktisch nicht völlig zutreffen. Die Zeilentrafos sind über die Resonanz des Streukreises der Hochspannungsspule abgestimmt, so daß sich durch die Rückwirkung dieses Kreises der Rücklaufspannung eine Schwingung mit annähernd der dreifachen Frequenz überlagert. Auch der Hinlaufstrom ist nicht exakt sägezahnförmig. Der Boosterspannung U_c ist eine Wechselkomponente überlagert, und schließlich ist der gesamte Innenwiderstand des Generators unberücksichtigt geblieben. Selbst Toleranzeinflüsse der Schaltung und betriebsbedingte Parameterschwankungen müssen bei der Gesamttoleranz berücksichtigt werden.

Als Summentoleranzeinfluß der Bauelemente Boosterkondensator, Tangentialkondensator, der Betriebsparameter Zeilennichtlinearität und Bildröhrenstrahlstrom ergibt sich bereits für die jeweils konstant eingestellte Boosterspannung U_c eine meßtechnisch ermittelte Schwankung des Heizspannungseffektivwertes von etwa $\pm$ 3,5%. Hinzu kommt eine mögliche Schwankung von etwa $\pm$ 10%, die durch Netzspannungsschwankungen, Strahlstromschwankungen und Ablenksystemtoleranzen bedingt sein kann, die aber den Exemplarstreuungen überlagert werden muß.

Die Berechnung wird also nur annähernde Werte ergeben und mehr der grundsätzlichen Betrachtung dienen, da die zulässigen Heizspannungstoleranzen in der Größenordnung der Rechengenauigkeit liegen. Die nach der Gl. (3) und Gl. (4) berechnete Nennheizspannung hat, bezogen auf den in Versuchsreihen gemessenen Nennwert, einen Fehler bis zu 10%. Berücksichtigt man jedoch die Vielzahl der getroffenen Vernachlässigungen, ist das Ergebnis noch befriedigend.

Heizungsparameter der Röhre DY 86 und allgemeine Schlußfolgerungen

Es sollen die zulässigen Parameter der meist verwendeten Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 betrachtet werden.

Der Heizspannungsnennwert ist 1,4 V, eingestellt für einen Anodengleichstrom von 200 μA. In der Serienproduktion sollte dieser Wert in der Verteilungskurve am häufigsten auftreten. Für eine Röhre mit Nennheizer darf die Heizspannung bei Netzunterspannung von 10% und dem maximalen schaltungsbedingten Anodengleichstrom auf 1,2 V absinken. Für Netzüberspannung von 10% und den Anodengleichstrom Null darf die Spannung maximal auf 1,6 V ansteigen. Die Angabe des Anodengleichstromes berücksichtigt den Innenwiderstand des Zeilengenerators.

Aus diesen Werten und den vorher erläuterten Meßwerten wird deutlich, daß nach der Berechnung des Zeilengenerators der Wert der Heizspannung unter Einsatz von Meßverfahren hoher Genauigkeit in einer Vorserie so eingestellt werden muß, daß tatsächlich der Nennwert in der Serienproduktion am häufigsten auftritt und die Toleranzgrenzen in keinem Fall überschritten werden.

Forderungen an die Meßeinrichtung

Die Heizspannungsmessung an Hochspannungsgleichrichterröhren, die durch den Zeilengenerator eines Fernsehgerätes gespeist werden, ist dadurch erschwert, daß

1. der Röhrenheizer Hochspannungspotential führt,
2. die Kapazitäts- und Belastungsverhältnisse des Zeilentrafos durch die Meßeinrichtung nicht verändert werden dürfen und
3. eine exakte Effektivwertmessung mit hoher Genauigkeit für Impulsspannungen mit einer Folgefrequenz von etwa 16 kHz erforderlich ist.

Prinzipiell kommen folgende Meßverfahren in Frage:

a) indirekter und direkter Leuchtfarbenvergleich,
b) Heizspannungsmessung mit Thermoumformer,
c) Heizspannungsmessung über den Durchlaßstrom der Gleichrichterröhre.

Leuchtfarbenvergleich

Die Heizspannungsmessung an Fernsehempfängern mit der Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 erfolgt nach dem Meßverfahren durch Leuchtfarbenvergleich so, daß an einer geeigneten Stelle ein Sichtloch im Zeilentrafokäfig angebracht wird, durch das das Spiegelbild der glühenden Katode im Katodenzylinder der Gleichrichterröhre sichtbar wird. Dieses Spiegelbild vergleicht man nach Möglichkeit unter gleichen Umlichtbedingungen mit dem einer zweiten Röhre des gleichen Typs, die aus einer regelbaren Gleichspannungsquelle geheizt wird. Mit der Gleichspannung regelt man die Leuchtfarbe der Vergleichsröhre auf einen subjektiv gleichen Wert. Da Proportionalität zwischen Leuchtfarbe und Heizspannung besteht, ist die leicht meßbare Gleichspannung dann gleich dem gesuchten Effektivwert der Heizspannung.

Es ist offensichtlich, daß der subjektive Vergleich der Spiegelbilder keine exakte Messung der Heizspannung zuläßt, da zum großen subjektiven Meßfehler noch der Fehler tritt, der durch unterschiedliche Reflexionsfaktoren des Röhrenaufbaus bedingt ist.

Bei Hochspannungsgleichrichterröhren, deren Heizer direkt sichtbar sind, kann der direkte Leuchtfarbenvergleich angewendet werden. Dieses Meßverfahren ist auch bei Röhren möglich, deren Heizer normalerweise durch den Katoden- oder Anodenzylinder verdeckt ist, wenn speziell angefertigte Röhrenexemplare mit gelochtem Katoden- oder Anodenzylinder zur Verfügung stehen. Die Heizspannung bestimmt man wie beim indirekten Leuchtfarbenvergleich.

Auch dieses Meßverfahren bleibt ungenau, solange nicht beide Heizer gleichzeitig nebeneinander betrachtet werden können. Das ist aber erst zu realisieren, wenn der Heizer des Meßobjekts M, unter Beachtung der Forderung 2, hochspannungsfrei ist. Hierzu ist die Schaltung nach Bild 3 geeignet. Das Meßobjekt M wird hochspannungsfrei aus der Heizschleife des Zeilentrafos gespeist, während eine fremdgeheizte Hochspannungsgleichrichterröhre G die Belastungsverhältnisse des Zeilentrafos aufrechterhält. Wird das Meßobjekt neben der gleichspannungsgeheizten Vergleichsröhre in einem verdunkelten Raum betrachtet, so kann, wie ein Test mit zwölf ungeübten Personen zeigte, bei sorgfältiger Messung der Fehler $< 5\%$ bleiben. Dazu ist allerdings erforderlich, daß Meßobjekt und Vergleichsröhre möglichst keine Abweichungen in den Heizerkennlinien $I_f = f(U_f)$ zeigen.

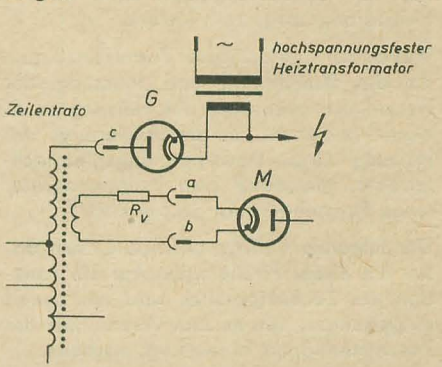


Bild 3: Schaltung zur Trennung des Meßobjekts vom Hochspannungspotential

Trotz der erreichten Meßgenauigkeit unterliegt der Meßfehler besonders bei ermüdenden Reihenmessungen starken Schwankungen.

Heizspannungsmessung mit Thermoumformer

Zunächst wird auch bei diesem Meßverfahren das Meßobjekt, wie im Bild 3 gezeigt, vom Hochspannungspotential getrennt. Parallel zum Heizer des Meßobjektes wird mit einem Thermoumformer, dessen Primärleistung gegenüber der Heizleistung zu vernachlässigen ist, der Effektivwert der Heizspannung über die Wandlerfunktion

$$U_{eff} = U_2 = k \cdot i_1^2$$

im ohmschen Kreis bestimmt. Bei genügend genauer Eichung und Verwendung eines empfindlichen Instrumentes mit großer Skalenlänge bleibt der Meßfehler unter 1%. Der Nachteil dieses Meßverfahrens ist in der Verwendung des Thermoumformers zu sehen. Thermoumformer sind teuer. Sowohl mechanische als auch elektrische Überbeanspruchungen, die als Stöße oder als Hochspannungsentladung infolge der räumlichen Enge im Zeilentrafokäfig auftreten können, führen sofort zur Zerstörung des Thermoumformers.

Diese Art der Heizspannungsmessung bleibt deshalb den Labors vorbehalten.

Heizspannungsmessung über den Durchlaßstrom der Gleichrichterröhre

Dieses Meßverfahren führt ohne den Einsatz von aufwendigen Spezialmeßgeräten zu sehr genauen Ergebnissen. Es läßt die genaue Messung des Effektivwertes der Heizspannung der Hochspannungsgleichrichterröhre auch in den Servicewerkstätten zu.

Die Abhängigkeit des Diodendurchlaßstromes von der Heizleistung ist die Grundlage der Messung. Bekanntlich ist im Anlaufstromgebiet (Index A) der Anodenstrom [2]

$$Ia_A = I_s \cdot \exp\left(\frac{U_a}{U_T}\right)$$

Im Raumladungsgebiet (Index R) gilt

$$Ia_R = K\left[U_a - U_m + C \cdot U_T \left(\ln \frac{U_a}{U_T}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}$$

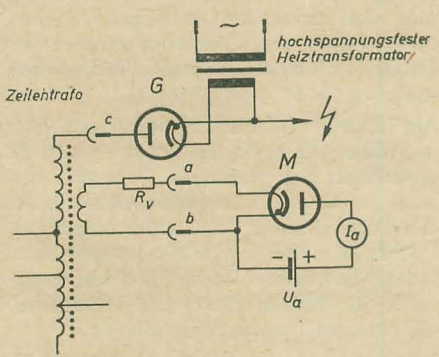


Bild 4: Meßschaltung zur Ermittlung der Heizspannung der Hochspannungsgleichrichterröhre über den Durchlaßstrom

Beide Ausdrücke sind Funktionen der Anodenspannung U_a und der Temperaturspannung U_T. Die Proportionalität zwischen dem Effektivwert der Heizspannung U_f und der Temperaturspannung U_T wird zur Messung herangezogen. Die Meßschaltung ist im Bild 4 dargestellt. Auch hier ist das Meßobjekt M bei unveränderten Kapazitäts- und Belastungsverhältnissen des Zeilentrafos vom Hochspannungspotential getrennt worden. Man erhält folgende Anzeigesteilheiten:

Anlaufstromgebiet (für $U_a \leqq 0$)

$$\frac{d\,Ia_A}{d\,U_T} = -I_s \cdot \frac{U_a}{U_T^2} \exp\left(\frac{U_a}{U_T}\right)$$

Raumladungsgebiet (für $0 \leqq U_a$)

$$\frac{d\,Ia_R}{d\,U_T} = \frac{3}{2} \cdot K \sqrt{U_a - U_m + C \cdot U_T \left(\ln \frac{U_a}{U_T}\right)^2} \cdot C \cdot \ln \frac{U_a}{U_T}\left(\ln \frac{U_a}{U_T} - 2\right)$$

Zwar ist für konstante Anodenspannung U_a

$$\frac{d\,Ia_R}{d\,U_T} \leqq \frac{d\,Ia_A}{d\,U_T},$$

gleichzeitig geht aber eine Änderung der Anodenspannung U_a als Meßfehler bei der Anzeigesteilheit im Anlaufstromgebiet exponentiell auf das Meßergebnis ein, im Raumladungsgebiet dagegen nur mit dem Logarithmus. Das heißt, daß man im Raumladungsgebiet für große Spannungen U_a den minimalen Meßfehler erreicht, solange die Anzeigesteilheit groß genug ist. Für die z. Z. in Heimfernseh-

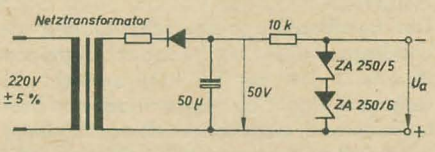


Bild 5: Schaltung zur Erzeugung der stabilisierten Anodenspannung für das Meßobjekt

empfängern überwiegend verwendete Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 liegt der günstigste Anodenspannungswert bei Verwendung als Meßobjekt M (Bild 4) bei $U_a = 10$ V. Bei einer Anodenspannungsschwankung von $\Delta U_a \leqq 0{,}1$ V bleibt der dadurch bedingte Meßfehler F_{Ua} z. B. unter 1,2%. Die Anzeigesteilheit liegt für diese Bedingungen bei

$$\frac{\Delta\,Ia_R}{\Delta\,U_f} = 200\ \mu A\ V^{-1}$$

für einen Anodenstrom von etwa $I_a = 430\ \mu$A.

Bei Verwendung einer einfachen Stabilisierungsschaltung für die Anodenspannung nach Bild 5 kann der durch U_a bedingte Meßfehler F_{Ua} kleiner als 0,8% gehalten werden. Insgesamt erreicht das Meßverfahren eine Genauigkeit, die der der Heizspannungsmessung mit dem Thermoumformer entspricht. Das Meßverfahren hat den Vorteil, daß diese Genauigkeit (Meßfehler $\leqq 1$%) ohne aufwendige

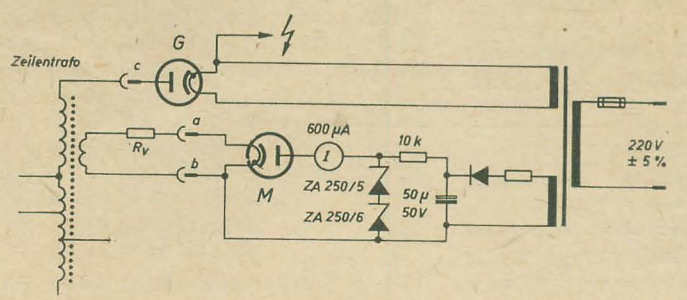


Bild 6: Verbesserte Meßschaltung zur Ermittlung der Heizspannung der Hochspannungsgleichrichterröhre

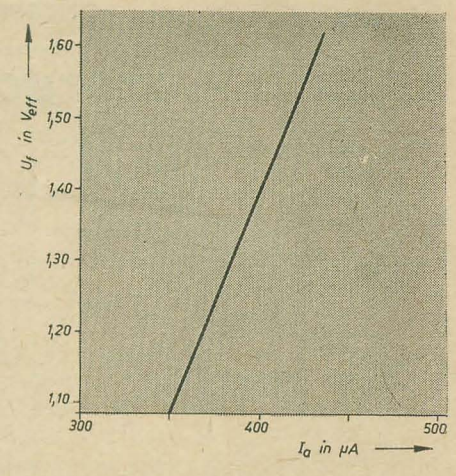


Bild 7: Eichkurve der Meßanordnung

Spezialgeräte erreicht wird. Vorausgesetzt wird nur ein Präzisionsgleichspannungsmeßgerät der Genauigkeitsklasse 0,2 für den Spannungsbereich 0···1,6 V, das einmalig bei der Eichung bzw. Kontrolle der Meßapparatur eingesetzt wird.

Meßschaltung

Die gesamte Meßschaltung ist im Bild 6 dargestellt. Der Zeilentrafo wird durch die Hochspannungsgleichrichterröhre G, die kapazitätsarm und hochspannungsfest aus dem Netztransformator geheizt wird, belastet. Hierzu darf die Anordnung der Hochspannungsgleichrichterröhre G im Zeilentrafokäfig nur so weit verändert werden, daß sich die Kapazitätsverhältnisse nicht ändern. Die Heizspannungspunkte a und b der Hochspannungsfassung des Zeilentrafos werden über eine geeignete Adapterleitung mit sehr geringem Widerstand an das Meßobjekt M geführt, das außerhalb des Zeilentrafokäfigs angeordnet ist. Die als Meßobjekt verwendete Röhre muß einen Nennwertheizer besitzen, d. h., bei der Nennheizspannung U_f muß durch den Heizer der Nennheizstrom I_f fließen. Die stabilisierte Anodenspannung gewinnt man mit der im Bild 5 gezeigten Schaltung ebenfalls aus dem Netztrafo. Zur Anzeige des Anodenstromes dient entweder ein Strommesser (Endausschlag etwa 600 µA) mit möglichst gedehnter Skale oder ein Gleichstromvielfachmeßgerät.

Die Eichung der Meßanordnung erfolgt nach dem Ziehen des Adaptersteckers durch Einspeisen einer Heizgleichspannung für das Meßobjekt M, die auf mindestens 1% genau gemessen wird, an den Punkten a und b. Nachdem die Eichkurve (Bild 7), die sich erfahrungsgemäß in fünfzig Meßstunden nicht meßbar ändert, aufgenommen ist, kann die Messung durchgeführt werden.

Literatur

[1] 110°-Technik im Fernseh-Empfänger. Valvo-Mitteilungen, Ausgabe Juli 1959

[2] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker. I. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GMBH, Berlin 1952

Fonogerät

Soletta – Stereo M 64

Mitteilung aus der Fa. Siegfried Oelsner, Leipzig

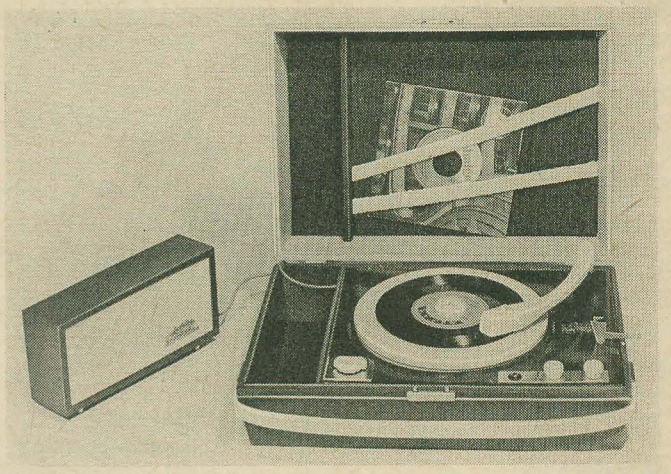


Bild 1: Außenansicht des „Soletta – Stereo M 64 mit Transistorverstärker"

Soletta – Stereo M 64

Das Tellergewicht beträgt 1000 p. Der Alugußteller wird auf einer Spezialdrehbank fein bearbeitet. Hierdurch sind Unwucht und Schlagstellen ausgeschlossen. Die Toleranz des Tellermaßes überschreitet nicht $^1/_{100}$ mm. Um ein Festgehen des Tellers zu verhindern, wird als Tellerlager eine Bronzebuchse eingedrückt.

Die Stufenscheibe für vier Geschwindigkeiten ist auf den Motor aufgeklebt, so daß Unwucht, die durch eine Befestigungsschraube entstehen würde, ausgeschlossen ist. Der Motor mit der aufgeklebten Stufenscheibe hat einen Gesamtschlag von max. 6 µm.

Der Motor wird unter dem Chassis auf Schwimmgummis gelagert, um Schwingungen auf das Gerät zu dämpfen. Zur Umschaltung der Tellergeschwindigkeit dient eine mit einem Schneckengang versehene Spindel. Durch Drehen dieser Spindel wird ein Schlitten auf- und abwärts bewegt, auf dem das Gummiantriebsrad sitzt. Je nach Stellung des Rades auf der Stufenscheibe ändert sich das Übersetzungsverhältnis und damit die Geschwindigkeit des Tellers. Die Stellung des Schlittens wird durch Kugelrastung festgelegt.

Um bei Betriebspausen den Gummi zu entlasten, wird zwischen den einzelnen Raststellungen der Schlitten seitlich bewegt und damit das Gummirad vom Tellerinnenrand abgehoben. Diese Stellung ist auf der Geschwindigkeitsskala mit „0" gekennzeichnet. Auch das Radlager besitzt eine Bronzebuchse. Mittels einer Zugfeder wird das Rad an die Stufenscheibe und den Innenrand des Tellers gezogen.

Der Zeitpunkt der Endabschaltung des Gerätes ist durch die schnellere Bewegung des Tonarmes während der Ausschaltrille gegeben. So wird durch den steigungsabhängigen Schalter eine Abschaltung bei jeder Plattengröße garantiert.

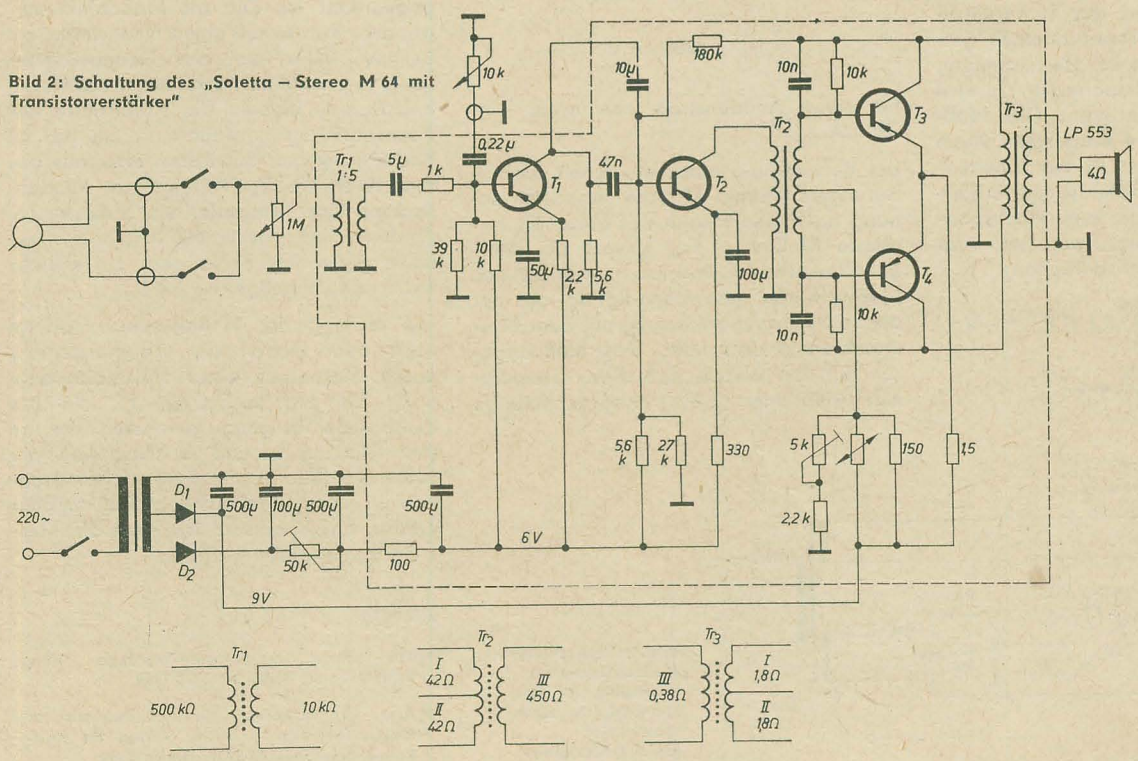
Auf der Tonarmhohlachse ist dazu ein Ausschalthebel mit aufliegendem Schmetterling angeschraubt. Der Schmetterling bewegt einen Abtasthebel in Plattenmitte. Ein Stahlstift im Plattenteller greift in die Spitze des herangeführten Abtasthebels und rückt durch die Drehung des Tellers den Schalter aus. Eingeschaltet wird das Gerät durch Bewegen des Tonarmes nach außen.

Als Tonarm wird der standardisierte TA 3 mit dem Stereo-Kristallsystem KSS 0162 verwendet. Das Lager des Tonarmes besteht aus einer vernickelten Bronzebuchse. Die Lagerreibung des Tonarmes auf der Buchse wird auf ein Minimum gebracht, indem der obere Rand als Fasson gedreht ist. Darauf läuft eine Hohlachse, die mit dem Tonarm verbunden ist.

Zum Schutz für den Saphir gegen unbeabsichtigtes Fallenlassen wird eine Fallsicherung eingebaut. Sie besteht aus

Fortsetzung auf Seite 53

Bild 2: Schaltung des „Soletta – Stereo M 64 mit Transistorverstärker"



HALBLEITERINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK, BERLIN

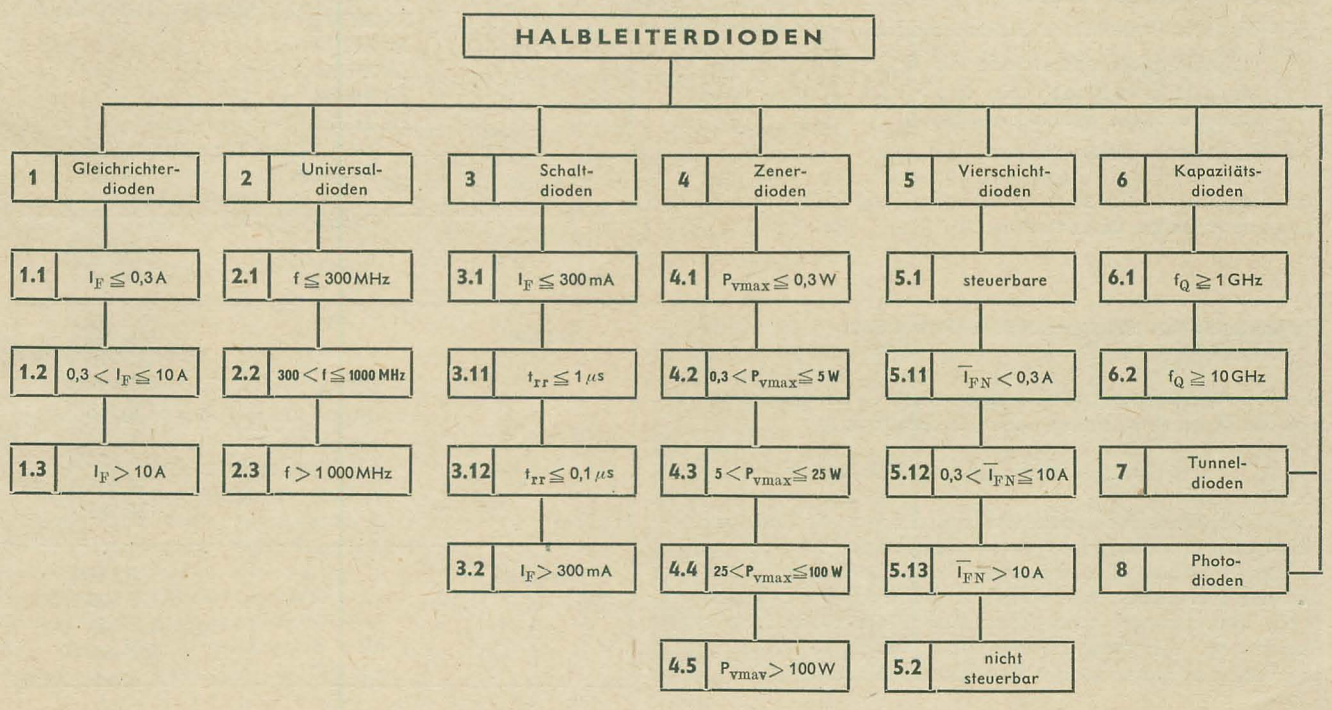
Dipl.-Ing. H. J. LOSSACK **1**

Halbleiterdioden

Die Halbleiterdioden mit ihren verschiedenartigsten technischen Eigenschaften sind zu fast unentbehrlichen Schaltungselementen der modernen Elektronik geworden. Halbleiterdioden sind Halbleiterbauelemente mit zwei Anschlüssen, die eine nichtlineare, vorwiegend asymmetrische Strom-Spannungs-Kennlinie besitzen. Sie sind im allgemeinen Massenerzeugnisse. In großer Stückzahl werden sie in der Nachrichten-, Hörrundfunk-, Fernsehrundfunk-, Fono- und Magnettontechnik eingesetzt. Ferner finden sie in vielen speziellen Schaltungen der Meßtechnik Anwendung. Für Spezialzwecke werden sie auch in geringen Stückzahlen hergestellt.
Besonders in den letzten Jahren wurden eine Vielzahl neuer Typen entwickelt und die Eigenschaften der älteren Erzeugnisse systematisch verbessert.
Um allen Lesern einen Überblick über die Halbleiterdioden zu geben, die lieferbar sind bzw. die sich in der Entwicklung befinden, werden in den folgenden Halbleiterinformationen die garantierten Werte und die wichtigsten Informationskennwerte dieser Typen angegeben. Die Informationskennwerte, zu denen auch die Mittelwertskennlinien und Streuwerte gehören, stellen keine Garantiewerte dar.

Halbleiterdiodengruppenübersicht

Zur näheren Bezeichnung der Halbleiterdioden wurde eine Einteilung der Halbleiterdioden in die nachstehenden Gruppen vorgenommen.
Diese Gruppenübersicht wurde in ihrer Gliederung den Vorschlägen der Sektion 9 bzw. jetzt SKE 4 und der Sektion 10 des Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe entsprechend aufgebaut.



Halbleiterdiodenprogramm des VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

Die nachstehend angegebenen Typen befinden sich in der Produktion oder in der Überleitung.
Die mit einem Stern (*) gekennzeichneten Typen befinden sich in der Entwicklung. Die bei diesen Typen angegebenen technischen Daten stellen das minimale Ziel der Entwicklungsaufgabe dar.
Es wird darauf hingewiesen, daß die Typen in der Allglasbauform 1 ($l = 13$ mm) nicht für Neukonstruktionen zu verwenden sind, wenn die gleichen Typen in der Allglasbauform 2 ($l = 7{,}5$ mm) lieferbar sind.

Typenbezeichnung für Halbleiterdioden

Für Neuentwicklungen von Halbleiterdioden wird eine Typenbezeichnung nach TGL 200-8350 verwendet, die sich dem international üblichen Bezeichnungssystem anpaßt.

Halbleiterdioden für allgemeine Anwendung

Die Typenbezeichnungen für Halbleiterdioden, die vorwiegend in der Hörrundfunk-, Fernsehrundfunk-, Magnetton- und Fonotechnik Anwendung finden, bestehen aus

zwei Buchstaben und drei Ziffern.

Der erste Buchstabe bezeichnet das Ausgangsmaterial.
Es bedeuten:

G – Germanium
S – Silizium

Der zweite Buchstabe bezeichnet die Bauelementeart.

Es bedeuten:

A – Diode
E – Tunneldiode
P – strahlungsempfindliches Bauelement (Fotodiode)
R – Halbleiterbauelement mit Druchbruchkennlinie für Schalt- und Steuerzwecke
T – Thyristor (steuerbarer Gleichrichter) bis $\overline{I}_{FN} = 10$ A
Y – Halbleitergleichrichterdiode bis $\overline{I}_{FN} = 10$ A (Halbleitergleichrichterdioden für $\overline{I}_{FN} > 10$ A werden nach einem anderen System bezeichnet)
Z – Zenerdiode, Referenzdiode

Die drei Ziffern dienen zur Unterscheidung verschiedener Typen der gleichen Bauelementeart.

Halbleiterdioden für professionelle Anwendung

Die Typenbezeichnung für Halbleiterdioden, die als professionelle Typen Anwendung finden, besteht aus

drei Buchstaben und zwei Ziffern.

Die ersten beiden Buchstaben kennzeichnen wie bei den Halbleiterdioden für allgemeine Anwendung das Ausgangsmaterial und die Bauelementeart. Der dritte Buchstabe, für den die Buchstaben des Alphabets rückwärts, mit Z beginnend, Verwendung finden, kennzeichnet die professionelle Anwendung. Die zwei Ziffern dienen zur Unterscheidung verschiedener Typen der gleichen Bauelementeart.

	Allglas-bauform 2 ($l = 7{,}5$ mm)	Allglas-bauform 1 ($l = 13$ mm)	Spezial-bauform
Gruppe 1.1	OA 900 OA 901 OA 902 OA 903 OA 904 OA 905		
Gruppe 2.1	GA 100 GA 101 GA 102 GA 103 GA 104 GA 105 GA 108 2 GA 109 2 GA 113 4 GA 114 GAZ 17	OA 625 OA 645 OA 665 OA 685 OA 705 OA 626 OA 686 2 OA 646 GAZ 15	 0 4 A 657
Gruppe 2.3			OA 601 OA 602 OA 603 OA 604 OA 605
Gruppe 3.11	GA 106 GA 107 GAZ 16	OA 647 OA 666 OA 720 OA 721 OA 741 OA 780 GAZ 14	
Gruppe 4.1	ZA 250/1 ZA 250/5 ZA 250/6 ZA 250/7 ZA 250/8 ZA 250/9 ZA 250/10 ZA 250/11 ZA 250/12 ZA 250/14 ZA 250/18 ZA 250/24		
Gruppe 6.1	OA 910*)		
Gruppe 6.2			SAZ 12*) SAZ 13*)
Gruppe 7			GE 115*) GE 116*) GE 117*) GE 118*) GE 123*) GE 124*) GE 125*) GE 126*)
Gruppe 8			GP 119*) GP 120*) GP 121*) GP 122*)

2.4. Dimensionierungsbeispiel

Für spezielle Zwecke wird ein Filter mit einer Bandbreite von B = 17 kHz bei einer Mittenfrequenz f_0 = 460 kHz benötigt. Die Kurvenform soll nach Möglichkeit maximal flach" im Durchlaßbereich sein, d. h. kritische Kopplung. Im Abstand $0{,}5 \cdot B_{40}' \leqq 20$ kHz wird eine Selektion von 40 dB verlangt.

a) Bestimmung der Kreisdaten

Es wurde eine Kreiskapazität von C = 1 nF gewählt. Die zur Verfügung stehenden Spulen hatten bei der geforderten Induktivität von L = 120 µH eine Leerlaufgüte von $Q_0 = 145$. Dies entspricht einer Leerlaufbandbreite Bo = 3,17 kHz.

b) Bestimmung der Kreiszahl

Zunächst benötigen wir wieder das Verhältnis B/B_0. In diesem Falle ergibt sich ein Wert von $B/B_0 = 5{,}36$. Den geforderten Flankensteilheitsfaktor bei S = 40 dB erhalten wir aus Gl. (3).

$$F_{40} = \frac{B_{40}}{B} \leqq \frac{40}{17} \leqq 2{,}35$$

Es ist nun ein Filter mit der entsprechenden Kreiszahl zu finden, das die durch F_{40} und B/B_0 ausgedrückten Forderungen erfüllt. Aus den Bildern 7···11 ist zu ersehen, daß nur ein 6kreisiges, kritisch gekoppeltes Filter die Selektionsforderung $F_{40} \leqq 2{,}35$ erfüllt. Die geforderte Bandbreite wird erreicht mit einem Dämpfungsverhältnis A = 15,7. Wir wählen A = 16.

c) Bestimmung der Koppelkapazitäten

Mit den gefundenen Werten n = 6 und A = 16 können die normierten Kopplungen sofort aus den Bildern 22···26 entnommen werden:
$K_{12} = 4{,}08$; $K_{23} = 2{,}70$; $K_{34} = 3{,}12$; $K_{45} = 4{,}25$; $K_{56} = 8{,}88$
Nun können die Koppelkapazitäten nach Gl. (1) berechnet werden.

$$C_{12} = \frac{K_{12} \cdot C}{Q_0} = \frac{4{,}08 \cdot 10^3}{145}\ \text{pF} = 28{,}2\ \text{pF}$$

$$C_{23} = \frac{K_{23} \cdot C}{Q_0} = \frac{2{,}70 \cdot 10^3}{145}\ \text{pF} = 18{,}6\ \text{pF}$$

$$C_{34} = \frac{K_{34} \cdot C}{Q} = \frac{3{,}12 \cdot 10^3}{145}\ \text{pF} = 21{,}5\ \text{pF}$$

$$C_{45} = \frac{K_{45} \cdot C}{Q_0} = \frac{4{,}25 \cdot 10^3}{145}\ \text{pF} = 29{,}3\ \text{pF}$$

$$C_{56} = \frac{K_{56} \cdot C}{Q_0} = \frac{8{,}88 \cdot 10^3}{145}\ \text{pF} = 61{,}2\ \text{pF}$$

d) Bestimmung des Bedämpfungswiderstandes R_p

Aus Bild 51 Kurve b entnehmen wir für A = 16 den Wert

$$R_p/R_0 = 6{,}7 \cdot 10^{-2}$$

$$\text{Mit } R_0 = \frac{Q_0}{\omega_0 C} = \frac{145}{6{,}28 \cdot 0{,}46 \cdot 10^6 \cdot 10^{-9}} = 50\ \text{k}\Omega$$

folgt $$R_p = 6{,}7 \cdot 10^{-2} \cdot 50\ \text{k}\Omega \approx 3{,}3\ \text{k}\Omega$$

e) Bestimmung des normierten Übertragungswiderstandes

Die Durchlaßdämpfung des Filters wird durch den normierten Übertragungswiderstand p ausgedrückt. Aus Bild 31 folgt $p = 5 \cdot 10^{-2}$. Das bedeutet, daß die Übertragungsverluste dieses Filters im Durchlaßbereich um den Faktor $p = 5 \cdot 10^{-2}$ größer sind als die eines Einzelkreises mit gleichen Kreisdaten.

f) Schaltung des 6kreisigen Bandpaßfilters (Bild 4a)

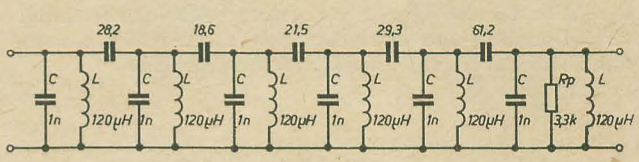


Bild 4a

Das Filter kann in dieser Form natürlich nur an einen hochohmigen Ausgang (z. B. Pentode) angeschlossen werden, damit der 1. Kreis nicht zusätzlich bedämpft wird. Für den Filterausgang muß beachtet werden, daß der Belastungswiderstand

$$R_L \geqq 10 \cdot R_p, \text{ d. h. in diesem Falle} \geqq 33\ \text{k}\Omega$$

betragen muß.

g) Meßwerte

Die Brauchbarkeit und Genauigkeit der Berechnungsmethode zeigt die gemessene Durchlaßkurve des 6kreisigen Filters (Bild 4b). Die Gegenüberstellung der Sollwerte und gemessenen Werte ergibt:

Sollwerte	Meßwerte	theoret. Werte
B = 17 kHz $F_{40} \leqq 2{,}35$	B = 16,8 kHz $F_{40} = 2{,}12$	B = 17 kHz $F_{40} = 2{,}15$ (Bild 11)

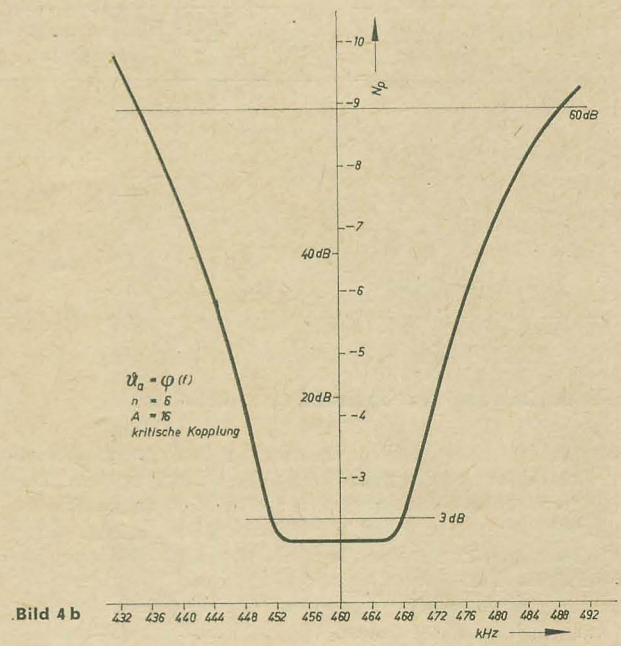


Bild 4b

3. Verwendung von mehrkreisigen Bandpaßfiltern in Transistor-ZF-Stufen

Für das unter 2.3. berechnete Filter ist zu beachten, daß der erste und n-te Kreis durch äußere aktive oder passive Schaltelemente keine zusätzliche Bedämpfung erfahren dürfen. Das bedeutet praktisch, daß das Filter in der im Bild 2 gezeigten Form nur in röhrenbestückten ZF-Stufen verwendet werden kann. Bei Verwendung mehrkreisiger Bandfilter in Transistor-ZF-Stufen ergeben sich besondere Probleme.

3.1. Schaltung (Bild 5)

Die Filtergrößen n, $2\hat{m}$, A, $K_{12}\cdots K_{n-1,n}$, p können wie unter 2. bestimmt werden. Zusätzlich zu bestimmen sind die Anzapfungen des ersten und letzten Kreises, die auch eine Änderung der Koppelkapazität C_{12} und des Bedämpfungswiderstandes R_p bedingen.
Die Kreiskapazität C soll mit Rücksicht auf die relativ niederohmige Ausgangsimpedanz von T_1 so gewählt werden, daß sich ein niedriger Leerlaufresonanzwiderstand R_0 ergibt.
Die Widerstände $R_1\cdots R_4$ dienen zur Arbeitspunkteinstellung. C_2 und C_3 sind so zu bemessen, daß sie für die jeweilige Zwischenfrequenz einen Kurzschluß darstellen.

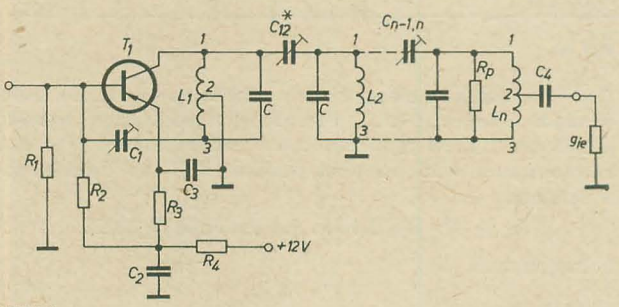


Bild 5

Ist das Filter dimensioniert, dann muß dafür gesorgt werden, daß der Innenwiderstand $1/g_{oe}$ des Transistors T_1 und der Eingangswiderstand $1/g_{ie}$ des nachfolgenden Transistors durch entsprechende Wahl der Anzapfungen an den ersten bzw. letzten Kreis des Filters richtig angepaßt werden. Um die durch die Anzapfungen gegebenen Übersetzungsverhältnisse $\ddot{u}_1$ bzw. $\ddot{u}_2$ genau definieren zu können, wurden die Anschlüsse der Spulen $L_1\cdots L_n$ im Bild 5 willkürlich gekennzeichnet.

Spule	Anschlüsse	Bezeichnung	Übersetzungsverhältnis
L_1	1–3	w	$\ddot{u}_1 = w/w_1$
	1–2	w_1	
L_2	1–3	w	—
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
L_n	1–3	w	$\ddot{u}_2 = w/w_2$
	2–3	w_2	

3.2. Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}_1$

Für die berechneten Filter besteht die Bedingung, daß alle Kreise außer dem letzten die gleiche Dämpfung bzw. Güte besitzen. Sollen die mittleren Kreise nicht zusätzlich bedämpft werden, so muß die Leerlaufgüte Q_0 des ersten Kreises durch entsprechende Wahl von $\ddot{u}_1$ unabhängig vom Einfluß des Transistors T_1 gemacht werden.
Es soll nun untersucht werden, um wieviel größer der transformierte Innenwiderstand $\ddot{u}_1^2/g_{oe}$ sein muß als der Leerlaufresonanzwiderstand R_0, damit keine wesentliche Bedämpfung des ersten Kreises auftritt. Der resultierende Resonanzwiderstand R_0^* wird

$$R_0^* = \frac{\frac{\ddot{u}_1^2}{g_{oe}} \cdot R_0}{\frac{\ddot{u}_1^2}{g_{oe}} + R_0}$$

Setzen wir $\ddot{u}_1^2/g_{oe} = \alpha \cdot R_0$, so folgt

$$R_0^* = \frac{\alpha}{\alpha + 1} R_0$$

Der Faktor $\alpha/(\alpha + 1)$ muß 1 werden, damit $R_0^* = R_0$ wird. Wenn wir die Funktion $\alpha/(\alpha + 1) = f(\alpha)$ grafisch darstellen, können wir feststellen, daß es unrentabel ist, $\alpha > 10$ zu wählen. Mit der Festlegung $\alpha = 10$ folgt

$$\ddot{u}_1^2 = 10\, g_{oe} R_0 \qquad (10)$$

Wenn man für g_{oe} den Maximalwert (Wert der oberen Streugrenze) einsetzt, sind Exemplarstreuungen von g_{oe} ohne wesentlichen Einfluß auf die Güte Q_0 des ersten Kreises. Die Funktion $\ddot{u}_1 = f(g_{oe} R_0)$ ist im Bild 49 dargestellt.
Den Einfluß der Exemplarstreuungen von g_{oe} kann man aus folgender Gleichung ermitteln:

$$\frac{\Delta Q_0}{Q_0} \approx -0{,}1 \frac{\Delta g_{oe}}{\overline{g_{oe}}} \cdot 100\,\% \qquad (11)$$

wobei

$$\Delta g_{oe} = g_{oe\,max} - g_{oe\,min}$$

$$\overline{g_{oe}} = \sqrt{g_{oe\,max} \cdot g_{oe\,min}}$$

Bedingt durch die Anzapfung des ersten Kreises erhält die Koppelkapazität zwischen dem ersten und zweiten Kreis den Wert

$$C_{12}^* = \ddot{u}_1 \cdot C_{12} \qquad (12)$$

3.3. Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}_2$

Der resultierende Resonanzwiderstand des letzten Kreises setzt sich zusammen aus

$$R_{on} = R_0 \,||\, R_p \,||\, \ddot{u}_2^2/g_{ie}$$

R_p und $\ddot{u}_2$ müssen so gewählt werden, daß sich ein durch die Bandbreite des Filters festgelegtes Dämpfungsverhältnis A ergibt. A errechnet sich aus

$$A = \frac{R_0}{R_{on}}$$

Man könnte $\ddot{u}_2$ so wählen, daß sich durch $\ddot{u}_2^2/g_{ie}$ das geforderte Dämpfungsverhältnis einstellt. Um aber Exemplarstreuungen von g_{ie} auszugleichen, wählen wir $\ddot{u}_2^2/g_{ie} = 10\, R_p$. Für den zusätzlichen Bedämpfungswiderstand folgt daraus:

$$R_p = \frac{1{,}1}{A - 1} R_0 \qquad (13)$$

Die Funktion $R_p/R_0 = f(A)$ zeigt Bild 51 (Kurve a).
$\ddot{u}_2$ wird aus folgender Gleichung ermittelt:

$$\ddot{u}_2^2 = \frac{1{,}1}{A - 1} g_{ie} R_0 \qquad (14)$$

Die Funktion $\ddot{u}_2 = f(A, g_{ie} R_0)$ ist im Bild 50 dargestellt. Den Einfluß der Exemplarstreuungen von g_{ie} auf A verdeutlicht die Gleichung

$$\frac{\Delta A}{A} \approx 0{,}1 \frac{\Delta g_{ie}}{\overline{g_{ie}}} \cdot 100\,\% \qquad (15)$$

mit

$$\Delta g_{ie} = g_{ie\,max} - g_{ie\,min}$$

$$\overline{g_{ie}} = \sqrt{g_{ie\,max} \cdot g_{ie\,min}}$$

Ist der Eingangsleitwert g_{ie} genau bekannt, so kann $\ddot{u}_2$ aus Gl. (7) bestimmt werden, indem R_L durch $1/g_{ie}$ ersetzt wird. Statt Gl. (7) können die Bilder 47 und 48 zur Bestimmung von $\ddot{u}_2$ herangezogen werden.

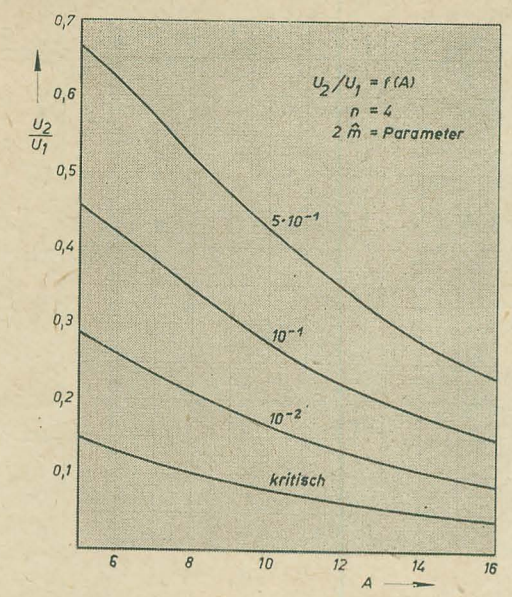


Bild 35

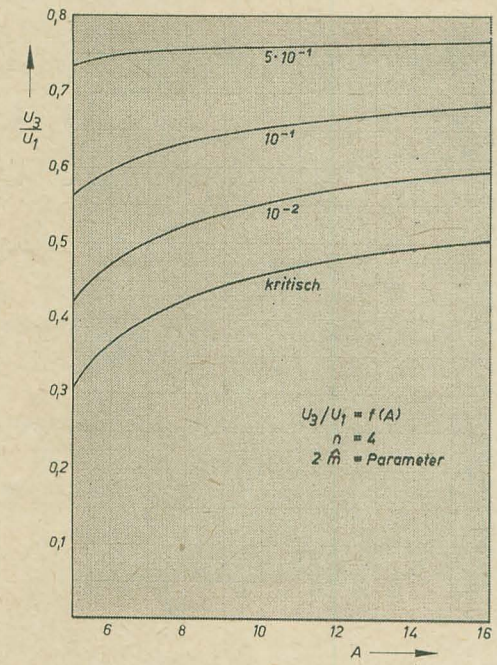


Bild 36

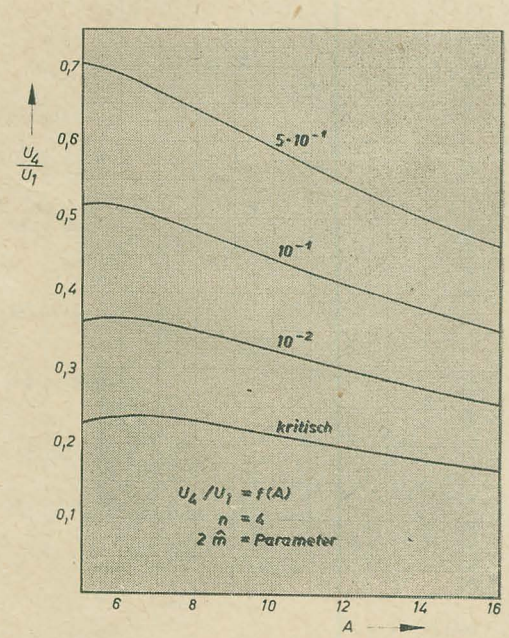


Bild 37

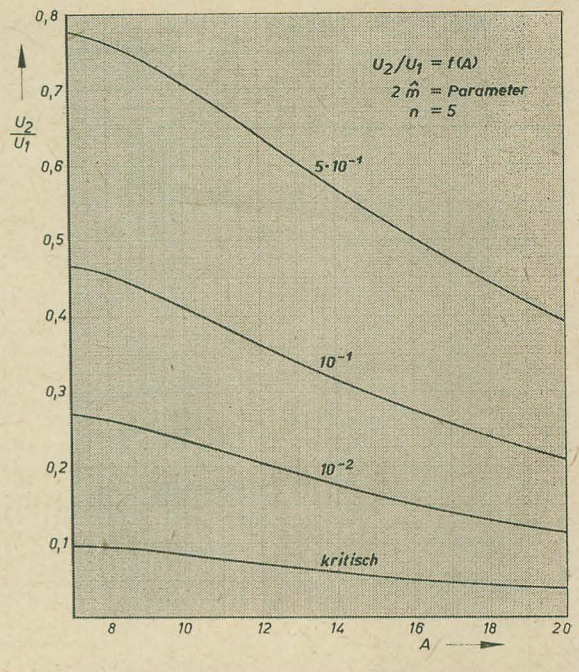


Bild 38

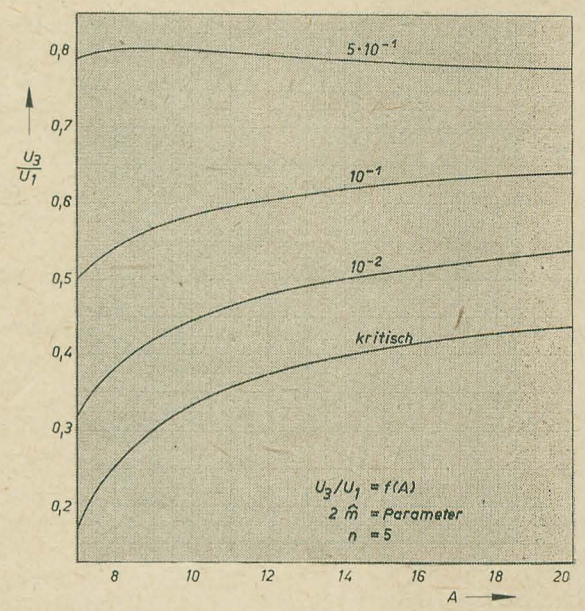


Bild 39

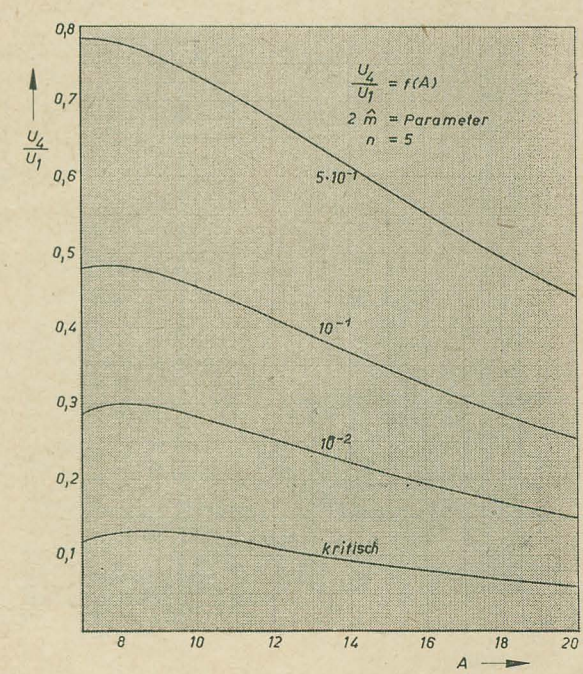


Bild 40

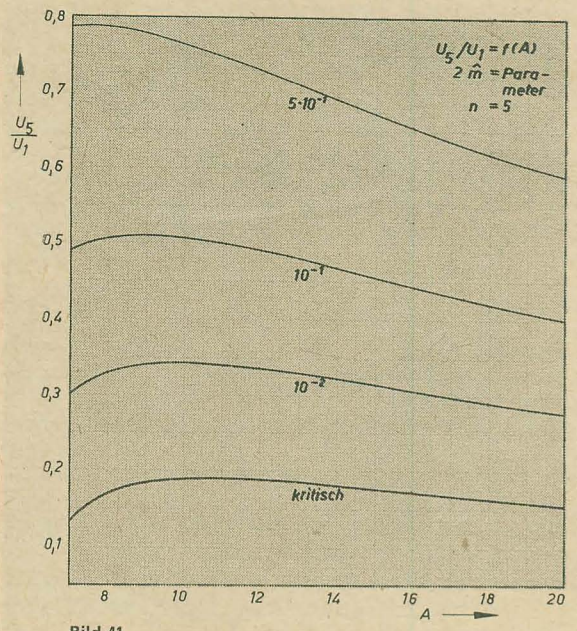


Bild 41

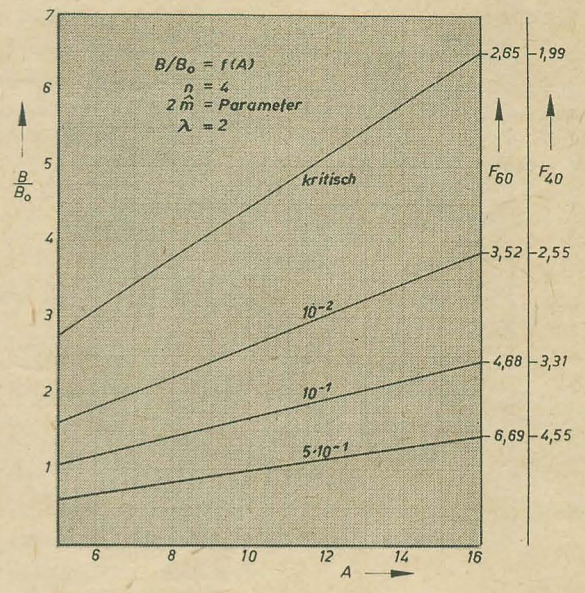


Bild 44

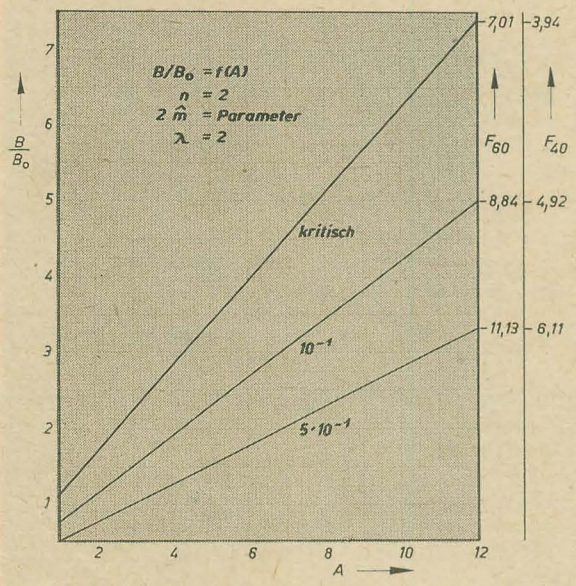


Bild 42

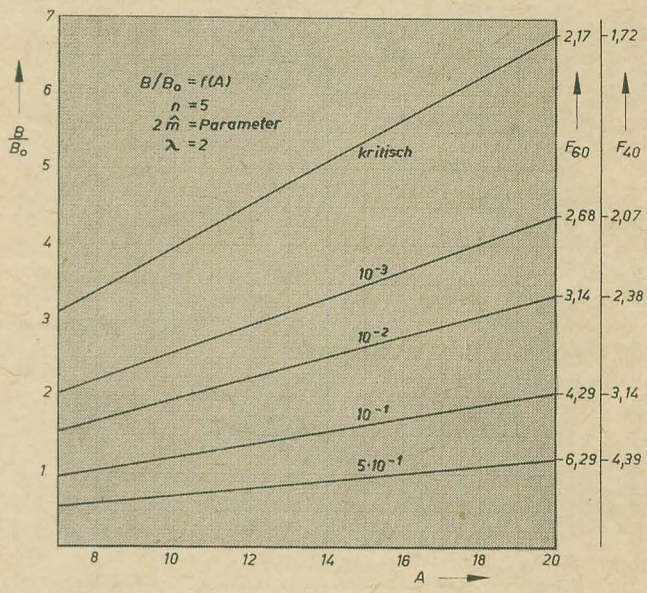


Bild 45

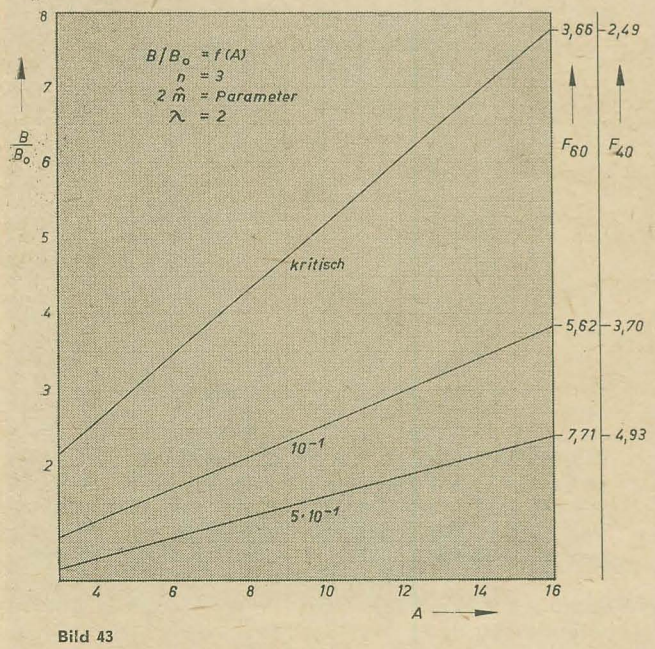


Bild 43

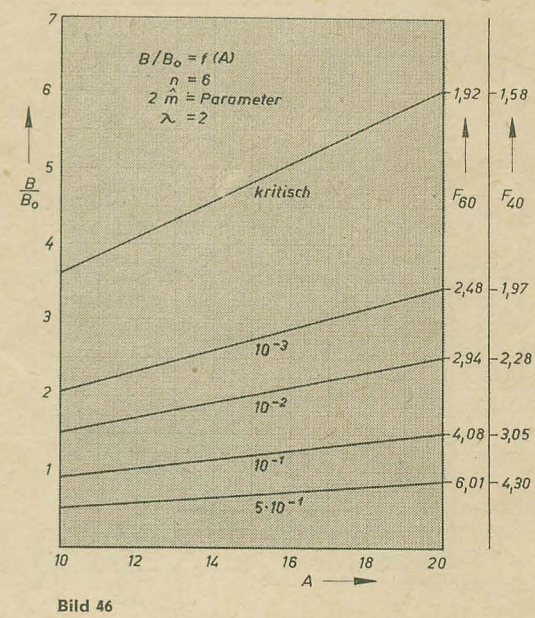


Bild 46

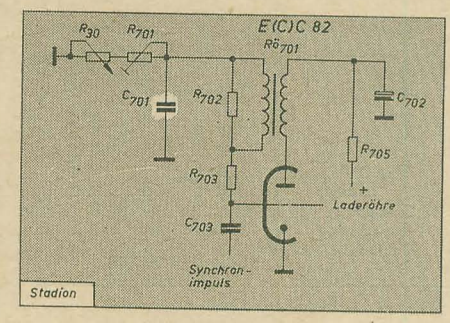
Störung durch Oxidschicht

Ein älteres TV-Gerät wurde mit der Beanstandung „kein Bild, kein Ton, nur Brummen" zur Reparatur eingeliefert.
Die Fehlerquelle wurde im Netzteil vermutet. Die Anodenspannung am Ladeelko zeigte nur den halben Wert an. Durch Wechseln des Elkos war jedoch kein Ansteigen der Anodenspannung zu verzeichnen, obwohl durch Parallelschalten eines Elkos die volle Anodenspannung vorhanden war.
Als Fehlerquelle konnte eine Oxidschicht zwischen Elko und Chassis festgestellt werden, die durch auslaufendes Elektrolyt entstanden war. Sie isolierte den Elko vom Chassis.

S. Henschel

Bildsynchronisation fällt bei Erwärmung aus

Nach kurzer Betriebsdauer eines TV-Empfängers „Stadion" mußte dauernd die Bildfrequenz nachgestellt werden. Es wurde ein Erwärmungsfehler vermutet. Mit



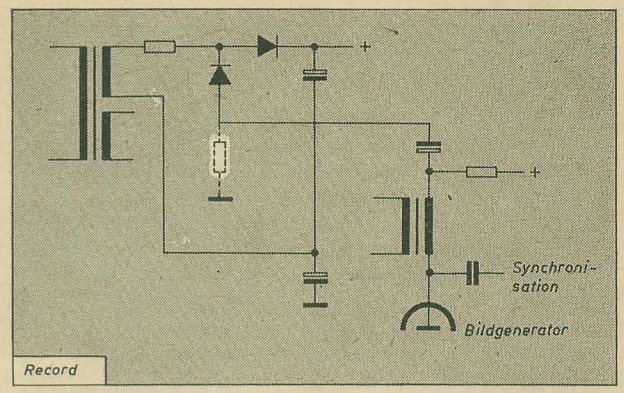
Hilfe eines Föns wurde C_{701} als Fehlerquelle gefunden. Dieser Kondensator veränderte seinen Isolationswiderstand bei Erwärmung. Nach Auswechseln des Kondensators und Neueinstellung des Grobreglers lief das Gerät wieder einwandfrei.

H. Eschke

Synchronisationsfehler

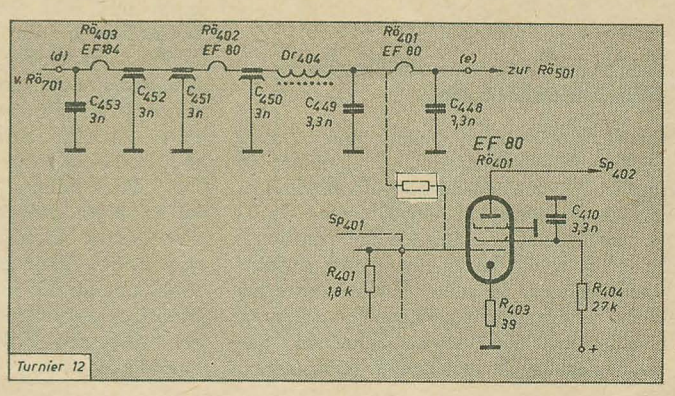
Bei einem TV-Empfänger „Record" konnte mit dem vertikalen Synchronisationsregler das Bild bei zwei verschiedenen Einstellwerten synchronisiert werden. Bei der einen Reglerstellung wanderte jedoch zeitweise die Austastlücke über das Bild, während bei der anderen Einstellung die vertikale Synchronisation sprungartig in unregelmäßigen Abständen aussetzte.
Im Oszillogramm bestätigte sich die Vermutung, daß dem Vertikalimpuls eine Wechselspannung überlagert war. Die nun durchgeführte Kontrolle der Röhren auf Isolation sowie der Versorgungsspannung auf ausreichende Siebung ergab keinen Fehler. Es mußte sich aber um eine eingestreute Netzwechselspannung handeln, weil die Störspannung sich relativ zum Vertikalimpuls bewegte, was auch die Fehlererscheinung gut erklärte.
Als Fehler wurde schließlich eine lockere Masseverbindung vom Selengleichrichter zum Chassis ermittelt. Die am Übergangswiderstand abfallende Brummspannung wurde über einen am gleichen Kontakt liegenden Siebkondensator zur Primärseite des Sperrschwingertransformators der Vertikalgeneratorstufe eingekoppelt und verursachte die labile Vertikalsynchronisation.

O. Stangl



Brummen im Bild

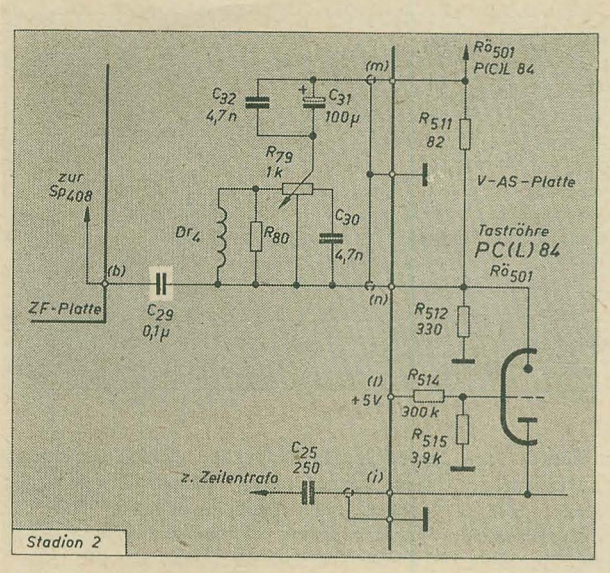
Bei einem TV-Empfänger „Turnier 12" wurde ein Brummen im Bild beanstandet. An einer Stelle im Bild war die Zeile über die ganze Bildbreite verkantet, und dieser gestörte Abschnitt wanderte langsam von unten nach oben. Bei zurückgedrehtem Kontrast war auf dem Bildschirm kein Brummen mehr erkennbar. Dies ließ zunächst darauf schließen, daß die Elektrolytkondensatoren im Netzteil und die Siebkondensatoren der einzelnen Anodenspannungsschienen in Ordnung waren. Eine Überprüfung bestätigte das. Es konnte angenommen werden, daß die Ursache des Brummens im HF- oder ZF-Teil des Gerätes zu suchen war.
Zunächst wurden die Röhren getauscht. Das Brummen war nach wie vor vorhanden. Durch kurzzeitiges Ablöten der Heizspannungszuführungen ließ sich der Fehler weiter eingrenzen. Wurde die Heizung an Pkt. (d) der ZF-Platte ($Rö_{403}$) kurzzeitig abgetrennt, war das Bild einwandfrei. Bei abgelöteter Heizung an Pkt. (e) dagegen blieb der Fehler. Die Ursache des Brummens mußte also im ZF-Teil liegen. Allerdings konnte auch hier zunächst kein Fehler festgestellt werden. Lediglich auf der Leiterseite der Druckplatte war im Bereich des Sockels der $Rö_{401}$ etwas Flußmittel verlaufen, das mit Verdünnung abgewaschen wurde. Damit war der Fehler behoben. Da keine Zinnreste feststellbar waren, die eventuell einen Schluß hätten verursachen können, ist der Fehler nur dadurch zu erklären, daß eine starke Verschmutzung des Flußmittels zu einem Übergangswiderstand zwischen dem Leiterzug für die Heizung und dem Gitter der Röhre führte. Ein anschließender Versuch mit verschiedenen Schichtwiderständen zeigte, daß dieser Übergangswiderstand in der Größenordnung von etwa 200 kΩ···250 kΩ gelegen haben muß.



Schwacher Kontrast

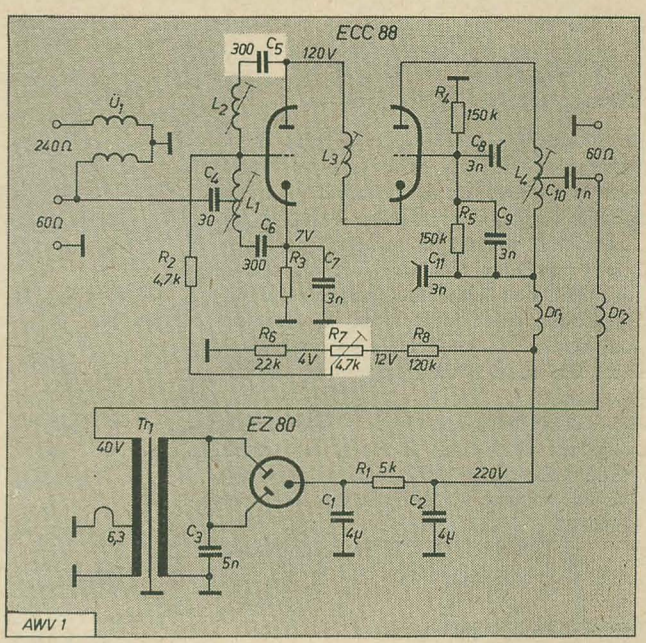
Bei einem TV-Empfänger „Stadion 2" war auch bei voll aufgedrehtem Kontrastregler das Bild nicht kräftig genug. Der übliche Röhrenwechsel blieb ohne Erfolg. Die Röhren im Kanalwähler und auf der ZF-Platte waren in Ordnung, ebenso die Videoendröhre $Rö_{501}$. Die Anoden- und Schirmgitterspannungen stimmten. Auch, als die Spannungen an den Katodenwiderständen der ZF-Röhren gemessen wurden, fiel keine Abweichung auf. Lediglich die Katodenspannung des Pentodensystems der $Rö_{501}$ (P(C)L 84) erschien etwas zu niedrig. Da davon auch die Katodenspannung der Taströhre abhängt, führte das zu einer Verstärkungsminderung durch erhöhte negative Regelspannung. Die Ursache konnte zunächst nicht gefunden werden. Die Katodenwiderstände R_{511} 82 Ω und R_{512} 330 Ω wurden mit dem Ohmmeter gemessen, hatten aber die angegebenen Werte. Erst eine Spannungsmessung an C_{29} 0,1 µF führte zum Ziel. Die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Anschlußpunkten war sehr gering. C_{29} hatte Feinschluß. Mit einem neuen Kondensator war der Kontrast einwandfrei, die negative Regelspannung etwas geringer und die Katodenspannung der ersten beiden ZF-Röhren etwas höher als bei der ersten Messung.

S. Geiseler



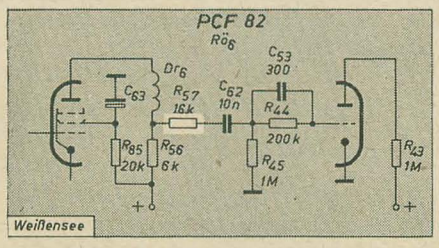
Fehler im Antennenmastverstärker AWV 1 Blankenburg

Der Verstärker setzt oft aus und erzeugt Streifen (Bild negativ). Bei allen in letzter Zeit mit derartigen Beanstandungen in die Werkstatt eingelieferten Geräten hatte entweder C_5 300 pF Isolationsfehler oder die Niete an R_7 war auseinandergerissen. In beiden Fällen kann das Gitter eine zu große positive Vorspannung erhalten und die Stufe ins Schwingen geraten. Die Regler lassen sich leicht selbst neu vernieten. Die Neueinstellung sollte jedoch im Wobbelverfahren vorgenommen werden.



Schlechte Synchronisation bei einem „Weißensee"

Die Prüfung der Impulse an der Anode der $Rö_6$ P(c)F 82 ergab, daß das Impulsgemisch nach jeder Bildimpulsgruppe verformt war. Spannungsmessungen in dieser Stufe zeigten keine Fehlerquellen. Die Überprüfung von R_{57} ergab einen Widerstand von 60 kΩ anstelle von 16 kΩ.



H. Klaußner

Verzerrungen beim „Rafena-Patriot"

Das Bild war nach dem Einschalten des Gerätes normal. Nach etwa 15 min begann das Bild, besonders bei dunklen Bildstellen, an den Rändern stark einzubuchten. Es mußte sich hierbei um eine Brummspannung handeln, die in die Horizontalendstufe eindrang und deren Impulse dadurch verzerrte. Nach Austausch der PL 81 arbeitete das Gerät einwandfrei. Eine nähere Untersuchung dieser Röhre zeigte, daß sich auf den Glasboden eine dünne Metallisierung niedergeschlagen hatte. Über diese Schicht, die mit zunehmender Erwärmung einen Feinschluß bewirkte, wurde mit einem Teil der Heizspannung das Gitter angesteuert. Diese Fehlererscheinung kommt besonders bei Geräten vor, die mit PL 81 + PL 36 in der Zeilenendstufe bestückt sind.

M. Brzybohaty

Schlüssel für das Herstellungsdatum der Tungsram-Röhren

	1964	1965
Januar	E 1	E 2
Februar	M 1	M 2
März	H 1	H 2
April	N 1	N 2
Mai	O 1	O 2
Juni	X 1	X 2
Juli	T 1	T 2
August	Y 1	Y 2
September	R 1	R 2
Oktober	I 1	I 2
November	G 1	G 2
Dezember	Z 1	Z 2

Nur noch Duroplastkondensatoren als Schirmgitterkondensatoren für Bildröhre

Für „Stadion" und „Turnier" sollten nur noch Duroplastkondensatoren (C_{30}, 0,1 µF 1000 V) als Schirmgitterkondensatoren der Bildröhre verwendet werden. Diese Kondensatoren sind ab 5. 10. 65 auch serienmäßig eingebaut.

Kontaktunsicherheit von C_5 im „Bambino"

Der Styroflexkondensator C_5 weist oft Kontaktunsicherheit zwischen den Lötfahnen und dem Kondensatorwickel auf. Bei jedem zur Reparatur angelieferten Gerät sollte C_5 grundsätzlich gegen einen Epsilankondensator ausgetauscht werden.
Bei Geräten aus neuester Fertigung ist C_5 bereits durch einen Keramikkondensator ersetzt.

Aus Rundschreiben des VEB Industrievertrieb Leipzig Rundfunk und Fernsehen Bezirksvertriebsleitung Berlin

Fortsetzung von Seite 44

einem Anschlag am hinteren Ende des Tonarmes.

Da beim Verbraucher meistens noch Platten mit monauraler Aufzeichnung vorhanden sind, wird ein Tastensatz zur Umschaltung auf Stereo-Mono-Filter eingesetzt. Beim Drücken der Monotaste werden beide Kanäle parallel geschaltet. Dadurch würde u. a. das Abtastsystem zum Rumpeln neigen, da die vertikale Störkomponente der Monoaufzeichnung nicht kompensiert wird. Bei Stereowiedergabe sind beide Kanäle offen.

Um Kunden, die im Besitz von älteren Schallplatten mit 78 U/min sind, die Möglichkeit zu geben, diese möglichst geräuscharm abzuspielen (unter Verwendung des Monosystems KSMU 0261), wird durch die Filtertaste ein RC-Glied als Tiefpaß zwischengeschaltet. Damit werden die als Nadelgeräusch auftretenden Frequenzen beschnitten.

Soletta – Stereo M 64 mit Transistorverstärker

Das Laufwerk und die damit zusammenhängende Mechanik entsprechen dem Grundtyp. Der zusätzliche Verstärker ist auf eine gedruckte Schaltung aufgebaut und der Netzteil auf eine Platine angesetzt (Bild 3). Dadurch ist die Verdrahtung sehr übersichtlich.

Das hochohmige System KSS 0162 wird durch einen Trafo mit einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 5 an die niederohmige Vorstufe angepaßt (Bild 2). Das System kann abgeschaltet werden, damit bei Übertragung der Schallplatten über das Rundfunkgerät das System nicht zusätzlich von dem Eingangswiderstand der Leiterplatte belastet wird.

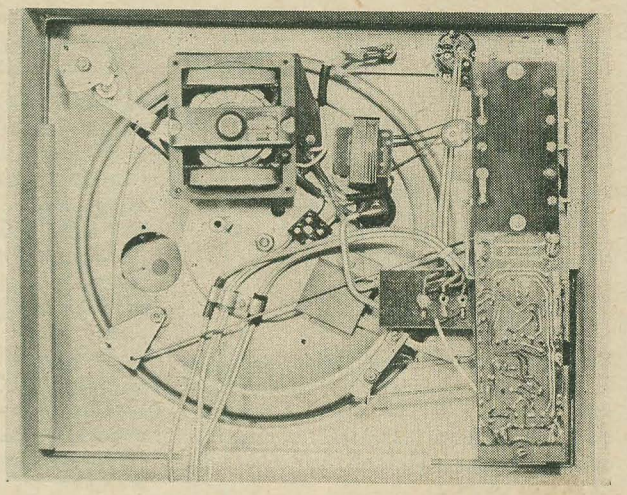
Alle Stufen arbeiten in Emitterschaltung. Ein 10-kΩ-Potentiometer, das über 0,22 µF an der Basis von T_1 liegt, ermöglicht eine Regelung der Klangfarbe. Die Vor- und Treiberstufe weisen weiter keine Besonderheiten auf.

Die Endstufe arbeitet im Gegentakt-B-Betrieb. Durch den niedrigen Arbeitspunkt fließt bei Modulationspausen oder bei abgeschaltetem Eingang nur ein Ruhestrom von etwa 5 mA. Als Endtransistoren sind die Typen OC 74 oder AC 128 eingesetzt. Diese Transistoren ergeben im Gegentaktbetrieb eine Ausgangsleistung von 1,2 W. Die Endstufe erhält ihre Betriebsspannung über eine besondere Diode und einen Ladeelko. Im Gegentakt-B-Betrieb wird die Brummspannung über die beiden Zweige kompensiert. Dabei ist zu beachten, daß die Endtransistoren paarig sind und in ihren Daten genau übereinstimmen müssen.

Die Vor- und Treiberstufe werden über eine dreifache Siebkette versorgt.

Der Frequenzgang des Verstärkers beträgt 50 · · · 16 000 Hz. Als Lautsprecher wird der Typ LP 553 von EGB Leipzig verwendet, der in einer mit Kunstleder bezogenen Box untergebracht ist. Die Verbindung zum Gerät wird über den Oberon-Normstecker hergestellt, so daß der Lautsprecher auch an anderen Geräten als Zweitlautsprecher verwendet werden kann.

Bild 3: Chassisansicht des „Soletta – Stereo M 64 mit Transistorverstärker"



Meßtechnische Betrachtungen zur Biomeßelektronik

Dipl.-Ing. H. HECKMANN

Besonderen Eingang hat die elektronische Meßtechnik in der letzten Zeit in der medizinischen Diagnostik gefunden. Nachstehend soll gezeigt werden, was bei der Messung mit elektronischen Mitteln zu beachten ist und welche technischen Möglichkeiten vorteilhaft sind.

Geringster Leistungsbedarf an der Meßstelle

Die Meßempfindlichkeit läßt sich durch Verstärkung bis nahe an die Grenze des thermischen Rauschens ausdehnen. Voraussetzung ist, daß bei der direkten EMK-Messung die Meßstelle nicht belastet wird, d. h., daß ihr Innenwiderstand klein gegen den Eingangswiderstand des Meßgerätes ist.

Der Meßfehler F ist dabei annähernd im Verhältnis vom Innenwiderstand R_i der Meßstelle zum Eingangswiderstand R_a des Meßgerätes proportional.

$$F = \frac{R_i \, R_a \, 100}{R_a \, (R_a + R_i)} \; \%$$

Als Innen- und Außenwiderstand ist nicht allein der ohmsche Widerstand zu betrachten, sondern auch die kapazitiven und induktiven Nebenschlüsse.

Störeinkopplung auf die Meßanordnung

Je hochohmiger der Innenwiderstand der zu messenden Spannungsquelle ist, um so stärker treten besonders kapazitive und induktive Störspannungen am Eingang der Meßanordnung auf. Gegen diese Einkopplungen hilft man sich durch abgeschirmte Meßleitungen. Man verwendet Differenzverstärker, die an ihren gegenphasigen Anschlußstellen auftretende gleichphasige Störspannungen kompensieren. Bei EKG- und EEG-Verstärkern werden z. B. gleichphasige Spannungen im Verhältnis von 1 : 1000 · · · 1 : 10000 unterdrückt. Sofern die Störspannung kapazitiv auf die hochohmigen Eingangswiderstände unterschiedlich einstrahlt, wird diese Störspannung mit verstärkt. Bei langen Zuleitungen ist man zu stärkeren Abschirmungen gezwungen, wodurch die Leitungskapazität steigt und der kapazitive Leitwert über den Eingangswiderstand oft größer als dieser selbst wird. Damit erfolgt eine Verfälschung des Amplitudenspektrums des Signals. Wie man sich hier helfen kann, soll das folgende Beispiel zeigen.

In unserem Bild gelten folgende Festlegungen:

E_n ≙ EMK der Nutzspannung (1 V)
E_{st} ≙ EMK der Störspannung (1 V)
R_i ≙ Innenwiderstand der Meßstelle
R_a ≙ Eingangswiderstand des Meßgerätes M
U_n ≙ Nutzspannung
U_{st} ≙ Störspannung am Eingangswiderstand
C_a ≙ Kapazität der Abschirmung gegen die Eingangsleitung
C_s ≙ kapazitive Einkopplung der Störspannung

Zur Vereinfachung einer Überschlagsrechnung sollen die Blindwiderstände jeweils um den Faktor 10 vom ohmschen Widerstand abweichen. Um eine komplexe Rechnung zu vermeiden, setzt man:

$$R_a = 10 \, R_i = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{cs} = 10 \, R_a = 1000 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ca} = R_i = 10 \text{ k}\Omega$$

Hierbei ist $R_{ca} \,||\, R_a \approx 10\ k\Omega$. Es ergeben sich folgende Gleichungen:
Nutzspannung

$$U_n = E_n \frac{R_{ca} \,||\, R_a}{R_i + R_{ca} \,||\, R_a} = E_n \cdot 0{,}5$$

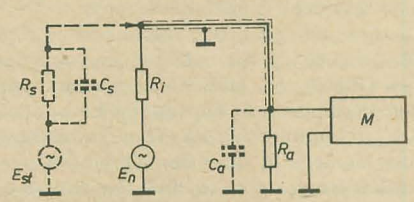
Störspannung

$$U_{st} = E_{st} \frac{R_{ca} \,||\, R_a \,||\, R_i}{R_{cs} + R_{ca} \,||\, R_a \,||\, R_i} = E_{st} \cdot 0{,}005$$

Nutzstörspannungsverhältnis

$$\frac{U_n}{U_{st}} = \frac{E_n \cdot 0{,}5}{E_{st} \cdot 0{,}005} = 100$$

Da R_{ca} gleich dem Parallelwiderstand aus R_i und R_a ist, bewirkt die Abschirmkapazität C_a eine Verfälschung der Amplituden- und Phasencharakteristik des Frequenzspektrums. Vielfach ist nicht die Absolutamplitude, sondern für diagnostische Zwecke das relative Verhalten der Amplituden des Frequenzspektrums und der Phasengang von größter Wichtigkeit. Die durch die Abschirmung verursachten Verhältnisse im Phasengang können dadurch vermieden werden, daß man absichtlich die EMK-Quelle fast kurzschließt. Damit macht man den Eingangswiderstand der Meßapparatur so niederohmig, daß der kapazitive Leitwert nicht in Erscheinung tritt. Sollte der Störabstand zu gering sein oder die geschirmte Leitungslänge zu kurz, dann kann ohne wesentliche Einbuße an Amplitude die Abschirmkapazität gegen eine Blindkomponenteneinstrahlung um den Faktor 10 vergrößert werden. Dieses Verfahren ist z. B. anwendbar bei der Aufnahme von EKG's, EEG's und Myogrammen über längere Anschlußleitungen.



Zum Beispiel der Störeinkopplung

Außer dieser eingestrahlten Störung ist besonders bei hohen Meßwertverstärkungen der störende Einfluß durch innere Schwankungseffekte der Verstärkerelemente – das Widerstandsrauschen – vorhanden. Die Praxis zeigt, daß bei biologischen Messungen die Störeinstrahlung und die Schwankungseffekte meist größer sind als das weiße Rauschen.

Verfälschung der Meßergebnisse durch Trägheit der Meßanordnung

Kapazitive und induktive Komponenten in der Eingangsschaltung stellen Trägheitsmomente dar, die das Meßergebnis verfälschen können. In erster Linie ist hier an die mechanisch-elektrischen Wandler mit Membranen und Hebelwerk gedacht, deren Trägheit sich besonders im Bereich über ihrer Resonanzfrequenz in einer Amplitudenverfälschung auswirkt. Hinzu kommen die mit der Trägheit verbundenen mechanischen und elektrischen Hysteresiserscheinungen, die sich gerade in Nulldurchgängen von Wechselfunktionen durch einen hohen Klirrfaktor auszeichnen.

Mechanisch hervorgerufene Resonanzen werden oft mechanisch durch Belastung oder auch elektrisch durch Widerstandsbelastung des strom- und spannungsabgebenden Kreises gedämpft. Dabei tritt nicht selten der Fall ein, daß diese Bedämpfung nicht nur das Übertragungssystem in der Eigenresonanz abschwächt, sondern auch als Belastung auf den aufzunehmenden Meßwert übersetzt wird. Die Meßstelle wird um so mehr belastet, je größer der Wirkungsgrad des Übertragers ist. Durch mechanisch-elektrische Analogien ist man sehr oft in der Lage, das Frequenz- und Amplitudenverhalten eines Wandlers im voraus zu berechnen. Liegt zwischen Wandler und Meßverstärker ein größerer Abstand, so daß eine Abschirmung benötigt wird, dann sollte man vor dem Leitungseingang die Wandlerspannung heruntertransformieren und am Eingang des Meßverstärkers wieder heraufransformieren. Induktive Wandler nehmen leicht magnetische Störfelder auf. Sie haben den Vorteil, niederohmiger ausgeführt zu werden als kapazitive. Kapazitive Wandler benötigen wegen ihrer Hochohmigkeit den Verstärkereingang direkt am Wandler. Der reine Widerstandswandler (Dehnungsmeßstreifen) hat den Vorteil der Niederohmigkeit, mit dem Nachteil, daß er mehr Leistung als die induktiven und kapazitiven Wandler von der Meßstelle verlangt.

Hohe Meßgenauigkeit

Die angeführten Wandler sind reine Amplitudenumformer mechanischer Größen in elektrische Analogwerte. Die digitale Anzeige- und Übertragungstechnik von Meßwerten erhält insbesondere durch die Computertechnik immer größere Bedeutung. Es gibt bereits genügend Verfahren und Geräte, bei denen aus den gewonnenen Analogwerten digitale Werte mit sehr hoher Genauigkeit umgeformt werden. Bei der mechanisch-elektrischen Umwandlung garantiert nur ein linearer Frequenzvariationsgeber eine hohe absolute Meßgenauigkeit. Unter einem Frequenzvariationsgeber versteht man einen elektrischen Wandler, dessen Frequenzänderung $\Delta\Omega$ in einem linearen Zusammenhang mit der ansteuernden mechanischen Amplitude A steht.

$$\Delta\Omega = \text{prop. } A \cdot \sin \omega t$$

Das Frequenzspektrum eines derartigen Gebers bei einer mechanischen Ansteuerung entspricht genau dem eines frequenzmodulierten Senders. Die Differenzfrequenz $\Delta\Omega$ ist ein direktes Maß für die Meßamplitude. Durch Auszählen der Nulldurchgänge der Differenzfrequenz je Zeiteinheit erhält man die Meßamplitude in digitaler Form. Wird zusätzlich ein analoger Wert benötigt, so erhält man diesen durch Integration. Durch die Subminiaturtechnik in Modulbausteinen könnte man heute derartige Variationsgeber bereits so klein bauen, um einen gesteuerten Oszillator und einen Vergleichsoszillator in einem Miniaturwandler unterzubringen. Die Absolutgenauigkeit und die Nullpunktkonstanz dieser digitalen Meßwertübertragung hängt allein von der relativen Frequenzkonstanz der Oszillatoren untereinander ab. Mit den heutigen Meßmitteln ist es möglich, Absolutgenauigkeiten größer 1% zu erreichen.

Verstärkung der elektrischen Meßwerte

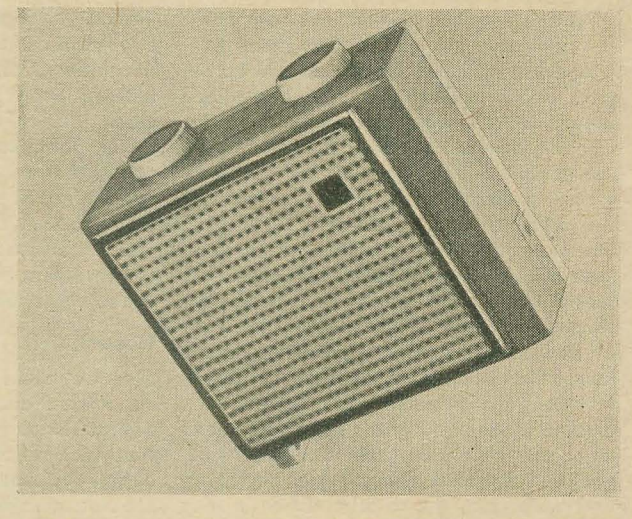
Während Meßwerte, die eine reine Wechselspannungsfunktion sind, mit verhältnismäßig geringem Aufwand verstärkt werden können, ist die Verstärkung von statischen Funktionen (Gleichspannungen und Ströme) noch problematisch im Aufwand. Man hilft sich dadurch, daß die Gleichspannungen durch „Zerhackung" in Wechselspannungen umgeformt werden. Diese werden verstärkt und am Ausgang durch Gleichrichtung der Analogwert zurückgewonnen. Eine elegantere Methode ist, einen Oszillator in der Amplitude zu modulieren und das Modulationsprodukt zu verstärken. In beiden Methoden gehen jedoch die Betriebsbedingungen der Verstärker ein. Die vorteilhafteste Methode ist die der Frequenzmodulation. Um einen ausreichenden Frequenzhub zu erzeugen, ist ein Mindestpegel von 100 mV erforderlich, der gegebenenfalls einstufig durch galvanische Kopplung gewonnen werden kann. Bei der Frequenzmodulation ist der Frequenzhub direkt der Amplitude des Meßwertes proportional. Durch Auswertung des Frequenzhubes und durch Differenzbildung mit einem konstanten Oszillator erhält man eine direkte digitale Anzeige und durch Integration der erzeugten Impulse den Analogwert.

Fernübertragung von Meßwerten

Aus der Nachrichtentechnik sind die verschiedensten Verfahren zur Übertragung von Zeitfunktionen bekannt. Die Übertragung von biologischen Probanden bei stationären Untersuchungen kann in der Klinik zweckmäßigerweise mit einem Eindrahtsystem mit unterschiedlichen Trägerfrequenzen erfolgen. Bei nichtstationären Untersuchungen werden die Meßwerte auf Zwischenträger moduliert und diese über einen HF-Träger übertragen. Für die stationäre Anlage wird zweckmäßigerweise ein frequenzgestaffeltes System mit Frequenzmodulation z. B. nach dem JRJG-Standard verwendet. Für eine drahtlose Übertragung würde der JRJG-Standard eine zu hohe Bandbreite benötigen. Hier dürfte sich besonders eine digitale Übertragung mit der Frequenzmodulation (Frequenzvariationsverfahren) bewähren. Nur dieses ist von Dämpfungsschwankungen der Übertragungsstrecke völlig frei. Die geringste Bandbreite benötigt eine Pulsamplitudenmodulation der Zwischenträger mit einer anschließenden FM-Modulation des HF-Trägers.
Das Verfahren der Amplitudenmodulation mit anschließender FM-Modulation des HF-Trägers wird von vielen Forschungsstellen der Physiologie angewendet. Der Bandbreitenbedarf liegt in den Grenzen des genannten PAM/FM-Verfahrens.

Wir lernten kennen:

Taschentransistorempfänger KOSMOS



Miniaturgeräte sind in herkömmlicher Technik nur möglich, wenn ihre Entwickler viele Kompromisse eingehen und wenn die Käufer bereit sind, sich mit dem Erreichbaren zufrieden zu geben. Daß es solche Interessenten in genügender Anzahl gibt, beweist die Nachfrage nach „Mikki". Diesem Taschenempfänger aus DDR-Fertigung ist nun ein Produkt aus der SU zur Seite getreten: der Taschenempfänger „Kosmos".

Im Volumen um $^1/_3$ kleiner als „Mikki" spricht das Gerät auf den ersten Blick jeden an, dem es um eine „Informationsquelle" als ständigen, unaufdringlichen Begleiter geht. Über das wachsende Informationsbedürfnis in jeder Lebenslage zu sprechen ist müßig. Es sei vorweggenommen: Wer das Gerät hauptsächlich für den genannten Zweck zu benutzen gedenkt, der wird zweifellos mit Recht „Kosmos" „Mikki" vorziehen. Es gibt aber auch noch andere Gründe, die ihn für „Mikki" zu einer ernsthaften Konkurrenz werden ließen, wenn das Angebot an echten Taschenempfängern größer wäre. Wie sich weiter unten noch zeigen wird, betrifft das aber nur die reinen „Informationsquellenbesitzer".

Vorzüge

Erster und besonders für jugendliche Käufer wichtigster Vorzug des „Kosmos" ist sein Preis. Miniaturisierung ist nicht billig, und im allgemeinen verhalten sich in der Elektronik Volumen und Preis bei gleichem Wirkungsinhalt umgekehrt proportional (abgesehen von neuen Technologien u. ä.). Um so erstaunlicher nach dem ersten Blick auf das Äußere und dem zweiten ins Innere wirkt die kassenzettelbelegte Summe von nur 89,50 MDN. Für diesen $^2/_3$-„Mikki"-Preis erhält der Käufer jedoch nicht nur das Gerät selbst, sondern noch eine Tasche und – ein Ladegerät mit Reservebatterie. Man hat also die verblüffende Tatsache zu verzeichnen, daß sich im Vergleich von „Mikki" und „Kosmos" hier sowohl Volumen als auch Preis auf $^2/_3$ verringert haben. Ökonomen und Techniker werden jedoch schnell analysieren, wodurch das möglich war. Ökonomisch dürfte es u. a. eine Frage der Stückzahl sein (das Ladegerät war uns bereits vom Kleinstempfänger „Ära" her bekannt), und technisch wirken sich die Kompromisse in Konstruktion und Aufwand sicher recht günstig auf den Preis aus.

Der für den Käufer wohl wichtigste Vorzug des „Kosmos" dürfte aber, auf die Dauer gesehen, in den nachladbaren gasdichten Knopfzellen liegen. Der Gedanke ist bestechend einfach, und seine Realisierung in unseren eigenen Geräten wäre angesichts des Angebotes des VEB Grubenlampenwerk Zwickau durchaus sinnvoll. Schließlich beweisen die mit 450-mAh-Zellen nachrüstbaren „Komet"-Trockenrasierapparate seit Jahren die Brauchbarkeit solcher Konstruktionen. Diese Sammler sind es auch, die den Hauptanteil an der Volumeneinsparung des „Kosmos" bringen. Die relativ großen Spulenaufbauten dagegen zeigen, daß Miniaturisierung durchaus nicht immer die kritischen Bauelemente einschließen muß – man denke an die bis zur Grenze des technologisch Beherrschbaren getriebenen „Mikki"-Filter!

Es dürfte auch nicht schwer sein, nachzuweisen, daß selbst bei der angegebenen Zahl von nur 100 Aufladungen bei etwa je fünf Betriebsstunden die Neuanschaffung zweier Knopfzellen erheblich rentabler ist als der beim „Mikki" nach etwa 30 bis 40 Stunden notwendige Batteriewechsel. Wir kennen nicht den Preis dieser Knopfzellen, die hoffentlich beim Kundendienst bei Bedarf greifbar sein werden, doch dürfte er weit unter 20 MDN liegen. Soviel etwa kosten die Stabelemente des „Mikki" für gleiche Betriebszeit. Außerdem wird der Benutzer den Wegfall vergeblicher Wege zum Einzelhandel besonders in den Sommermonaten als recht günstig empfinden: Stets steht ihm am Morgen die über Nacht geladene Batterie frisch zur Verfügung.

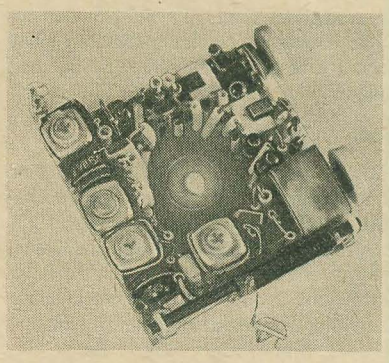
Ein weiterer Vorzug des „Kosmos" ist ein Hilfsantennenanschluß, recht nützlich angesichts des kleinen Ferritstabes und der niedrigen Batteriespannung, wenn auf Reisen einmal extrem ungünstige Empfangsbedingungen auftreten. Bedauerlich ist nur, daß der ebenfalls vorgesehene Ohrhöreranschluß nicht unserer Steckernorm entspricht. Hier muß das Geschick des Benutzers einsetzen, indem er sich selbst einen solchen Stecker aus zwei Drahtstiften passenden Durchmessers für seinen Hörer anfertigt. Günstiger noch erscheint es uns, einen der niederohmigen Mikki-Hörer parallel zum Lautsprecher zu legen. Dadurch verschlechtert sich allerdings durch den Ausgangstrafo die bei Ohrhörern an sich recht gute Tiefenwiedergabe. Nach der Originalschaltung ist parallel zum Treibertrafo ein Hörer von etwa 50 Ω anzuschließen.

Eine Endstufe mit Ausgangstrafo hat bei niedrigen Batteriespannungen zwar nur einen bescheidenen Wirkungsgrad, doch in Erinnerung an die beim „Mikki" im Falle verschieden gealterter Batterien auftretenden Verzerrungen dürfte sie für den Benutzer doch der bessere Weg sein.

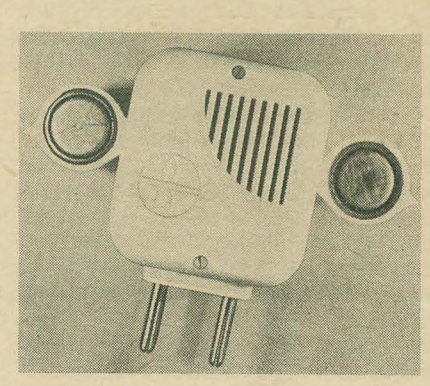
Grenzen des Kleinstempfängers

Sowohl „Mikki" als auch „Kosmos" sind für das jugendliche Publikum keine „Krachtüten". Auch der Musikkenner wird sich schnell von dem Gerät abwenden. Das wird man bald erkennen, aber ebenso schnell dürfte man den Vorzug schätzen lernen, eine ständige „Verbindung mit der Welt" bei sich zu haben, für die eine Ecke in der Tasche ausreicht.

Das Datenblatt des „Mikki" weist eine



Bauelementeseite des „Kosmos". Man erkennt den lückenlos umbauten Lautsprecherraum



Ladegerät (Knopfzellen herausgeklappt)

Sprechleistung von 50 mW aus, die man ihm auch durchaus glaubt. Der „Kosmos"-Prospekt wurde von 15 auf 25 mW korrigiert. Die Wahrheit dürfte in der Mitte liegen. Beide Geräte, nebeneinander betrieben, beweisen die klangliche und lautstärkemäßige Überlegenheit des „Mikki" – nicht zuletzt ein Verdienst des größeren umschlossenen Volumens und der eisenlosen Endstufe, zumindest bei frischer Batterie. Auch sein Bedienungskomfort ist größer. Einziger Vorteil der beim „Kosmos" etwas zu kleinen Knöpfe ist, daß sie dadurch trotz ihrer exponierten Lage kaum stören. Die Skalenmarken erlauben nur eine ganz grobe Orientierung anhand des Ortssenders. Mehr als diesen in allen Lagen zu empfangen, sollte man aber von einem echten Taschenempfänger auch gar nicht verlangen. Um so erfreulicher ist die doch recht brauchbare Empfindlichkeit, die sich in den Abend- und Nachtstunden gerade am oberen Bereichsende zeigt. Die vom „Mikki" her bekannte Handempfindlichkeit infolge ungünstiger Lage der Drehkoanschlüsse war hier nicht zu beobachten. Dafür wies der recht klein gehaltene Drehko nach kurzer Betriebszeit einen lokalen Kurzschluß auf (Exemplarfehler, offenbar durchgescheuerte Zwischenisolation).

Verwirrend ist schließlich beim „Kosmos" anfangs, daß Bedienungsebene und Ferritstab aufeinander senkrecht stehen, was zu Irrtümern bezüglich optimaler Gebrauchslage führen kann.

Gesamturteil

„Kosmos" steht neben „Mikki" als in seiner Klasse durchaus brauchbares Gerät, dessen Einschränkungen im Gebrauchswert fast ausschließlich von seinem geringen Volumen bestimmt werden. Besonders vorteilhaft sind vor allem die niedrigen Anschaffungs- und Betriebskosten.

Wir verweisen auch auf Heft 21 (1965), S. 658, in dem die technischen Unterlagen für den „Kosmos" veröffentlicht wurden.

BAUANLEITUNG

Taschenempfänger „T 101" mit UKW

JÖRG DOSTMANN

Der folgende Beitrag ist eine Anleitung zum zusätzlichen Einbau eines UKW-Bereiches in den Taschenempfänger „T 100". Dabei werden für diesen Umbau ausschließlich handelsübliche Bauteile verwendet.

Einleitung

Zur besseren Ausnutzung des ohnehin recht großen zur Verfügung stehenden Raumes lag der Gedanke nahe, zusätzlich einen UKW-Baustein hinzuzufügen. Am T 101 wurde der Aufbau im HF- und ZF-Teil nahezu unverändert gelassen. Unter Verwendung von 0,1-W-Widerständen sowie von Kleinstelkos wurde der NF-Teil flach gelegt, also nicht stehend wie in der Industrieanordnung. Es ergab sich somit über dem Lautsprecher ein relativ großer Raum, der für den UKW-Teil ausgenutzt werden konnte. Um auch wahlweise auf UKW umschalten zu können, wurde die LW, die oft keine so große Bedeutung hat, weggelassen. Die MW wurde im Mustergerät an die Wellenschalterstellung LW geschaltet und UKW an die Mittelstellung gelegt. Die Aus- und Einschaltung des UKW-Teils erfolgt dabei durch Unterbrechung der Stromversorgung für die Zusatzplatine mit Hilfe der Vorkreiskontakte des Wellenschalters, die geringfügig geändert werden mußten. Der zusätzliche Aufbau besteht aus Tuner, separatem ZF-Teil, Ratiodetektor sowie einer zusätzlichen NF-Vorstufe und enthält neun Kreise.

Schaltung

Tuner

Vorstufen und Mischtransistor sind in üblicher Zwischenbasis- bzw. Basisschaltung ausgeführt. Die Abstimmung von Vor- und Oszillatorkreis erfolgt wegen der sehr kleinen Bauweise induktiv.

Nach Vorverstärkung in der ersten Stufe, die keine Besonderheiten enthält, gelangt das Signal über 5 pF an den Emitter des Mischtransistors. Die ebenfalls mit dem Emitter verbundene Spule L_4 bildet zusammen mit dem in Reihe geschalteten 500-pF-Kondensator für die UKW-ZF = 10,7 MHz einen Saugkreis und verhindert ein Eindringen der KW in das ZF-Teil. Außerdem besitzt L_4 für die rückgekoppelten Oszillatorschwingungen phasenkorrigierende Eigenschaften und verbessert somit die Schwingfreudigkeit des Oszillators.

ZF-Teil

Um unnötigen Ärger mit der Neutralisation der einzelnen Stufen zu vermeiden und um Transistoren mit nicht allzu hoher Grenzfrequenz verwenden zu können, werden alle ZF-Stufen in Basisschaltung ausgeführt.

Die am Kollektor T_2 entstehende ZF von 10,7 MHz wird an dem nachfolgenden Schwingkreis ausgesiebt. Sie gelangt auf den Emitter der ersten ZF-Stufe. Die Anzapfung muß schon bei etwa zwei Windungen vom „kalten" Ende entfernt erfolgen, um den Resonanzwiderstand des ZF-Kreises an den sehr niedrigen Eingangswiderstand der folgenden Stufe anzupassen und somit die Bandbreite nicht zu groß werden zu lassen. Nach Verstärkung in T_3 gelangt die ZF über einen 220-Ω-Widerstand auf den zweiten ZF-Kreis. Der Widerstand verhindert dabei einen zu großen Einfluß der Kollektorkapazität auf die Resonanzfrequenz. Bei Absinken der Batteriespannung wäre sonst ein Verstimmen des ZF-Kreises die Folge. Da Sternchen-Bandfilter verwendet werden, ist eine rein induktive Kopplung der beiden Bandfilterkreise nicht möglich. Gelöst wird das Problem durch zwei einzelne Koppelspulen mit je zwei Windungen, die über ≈ 200 pF verbunden sind. Hierbei ergibt sich ein $\varrho \cdot K$ von etwa 1.

Demodulatorstufe

Für die Demodulation wurde ein unsymmetrischer Ratiodetektor gewählt, der keine Besonderheiten aufweist. Die entstandene NF wird an der Mittelanzapfung von L_{18} über L_{19} und den Deemphasisgliedern 100 Ω, 500 pF abgenommen.

NF-Vorstufe

Um den NF-Teil des T 101 voll auszunutzen, wird im Mustergerät eine zusätzliche Vorstufe eingefügt. Sie ist bei Verwenden von Transistoren hoher Stromverstärkung im nachfolgenden NF-Verstärker nicht nötig. Da nur Signale geringer Amplitude angehoben werden müssen, kann der Kollektorstrom dieser Stufe sehr niedrig gehalten werden (300···500 μA). Außerdem ist eine Gleichstromstabilisierung dadurch nicht nötig, und die Basisspannungserzeugung kann vereinfacht durch einen Vorwiderstand erfolgen. Der verwendete Transistor sollte geringes Rauschen besitzen. Um Verkopplungen bei der verhältnismäßig hohen NF-Gesamtverstärkung zu vermeiden, wird diese Stufe gesondert mittels eines 3,3-kΩ-Widerstandes sowie eines Elkos mit C = 20 μF entkoppelt. Die Entkopplung des gesamten UKW Aufbaus erfolgt durch R = 50 Ω und C = 20 μF.

Aufbau

Die Bauteile werden auf einer separaten Platine angebracht, die durch einen kleinen Blechwinkel am Treibertrafo des T 101 befestigt ist. Ein Aufbau mit gedruckter Schaltung erwies sich als unzweckmäßig, da durch die große Zahl der Verbindungen zu viele Überkreuzungen nötig wären. Der Tuner nimmt den Raum längs des Ferritstabes ein. L_1 und L_2 werden auf einen kleinen Körper mit etwa 6 mm ∅

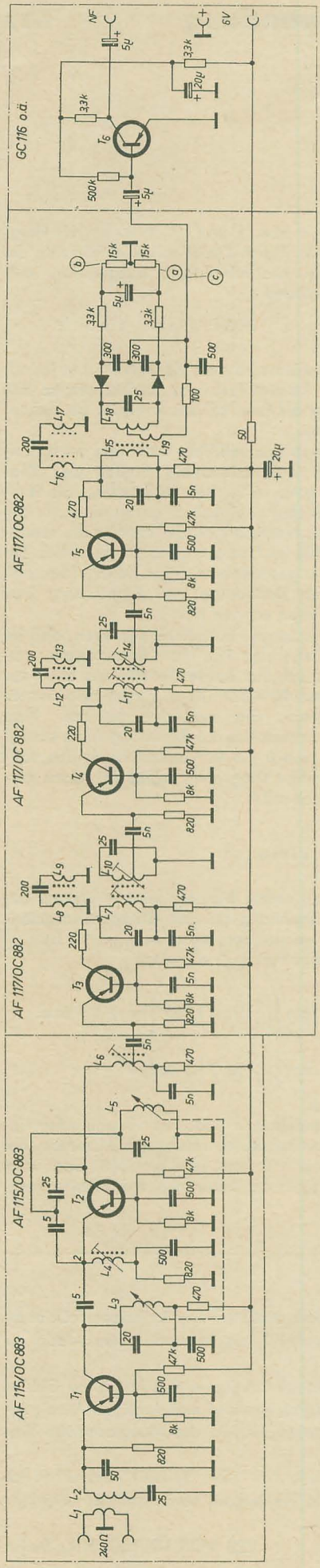


Bild 1: Schaltbild des Zusatzteils

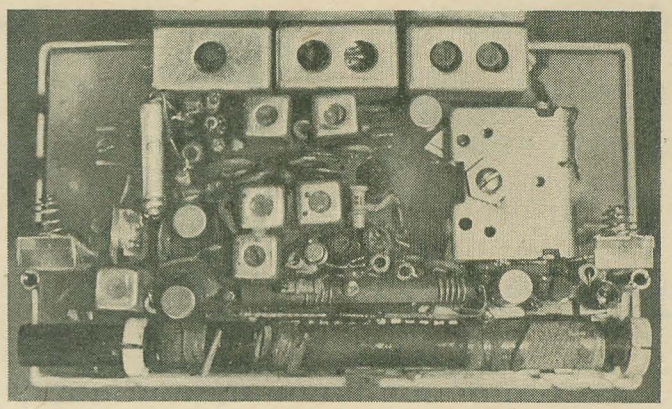


Bild 2: Aufbau des Zusatzteils

gewickelt. Als Variometer wird ein Hartpapierröhrchen von 6 mm ∅ verwendet, auf das Vorkreis- und Oszillatorspulen aus 0,5 mm Silberdraht gewickelt werden. Die Größenverhältnisse und Abstände der Spulen sind nicht kritisch und können ungefähr aus Bild 2 entnommen werden. Der Antrieb des Variometers erfolgt durch eine Achse, die den Seiltrieb der MW-KW-Drehkos und den UKW-Antrieb verbindet. Diese ist in Bohrungen in der Mutterplatine und der UKW-Platine gelagert und hat im unteren Teil einen Durchmesser von 10 mm sowie, oben abgesetzt, etwa 1 mm. Diese Bemaßung ergibt zwischen MW- bzw. KW- und UKW-Antrieb die nötige Untersetzung von etwa 1 : 10. Die beiden Alu-Kerne des Variometers werden direkt auf dem Seil verleimt, nachdem diese mit entsprechenden Bohrungen versehen wurden.

Als Spulenkörper für das ZF-Teil werden Sternchen-Bandfilter verwendet, die umgewickelt werden müssen.

Abgleich

Der Abgleich beginnt zunächst mit dem ZF-Teil. Stehen kein Wobbelgenerator und Oszillograf zur Verfügung, kann mit einem Meßsender und einem Röhrenvoltmeter, bzw. Multizet, gearbeitet werden. Letzteres wird zunächst an die Punkte a und b angeschlossen und die ZF am Emitter von T_2 oder auch am Eingang (L_1) eingespeist. Außer L_{18} werden nun sämtliche ZF-Kreise, von „hinten" beginnend, auf Maximum gebracht. L_{18} wird abgestimmt, indem das Meßgerät zwischen Punkt c und Masse geschaltet wird. Bei Durchdrehen des Kernes muß sich ein einwandfreier Nulldurchgang einstellen. Ist diese Stelle gefunden, ist der Abgleich des ZF-Teils abgeschlossen. Im Tuner wird zunächst durch Antasten der Oszillatorspule am „heißen" Ende festgestellt, ob der Oszillator schwingt. Durch das Antasten belastet man den Schwingkreis kapazitiv so stark, daß die Schwingungen abreißen. Dabei muß ein über den 470-Ω-Widerstand geschalteter Spannungsmesser eine Änderung des Ausschlages zeigen. Schwingt der Oszillator nicht, kann man ihn durch Verändern der Windungszahl von L_4 meist zum Schwingen bringen. Nun wird der Frequenzbereich des Oszillators mittels Meßsender oder UKW-Sender an den beiden Eckpunkten festgelegt. Das wurde durch Austausch des Schwingkreis-C durchgeführt, wodurch eine gleichzeitige Änderung der Oszillatorspulenlänge erforderlich wird. Der Oszillator muß den Bereich von etwa 98 MHz bis 112 MHz überstreichen. Ist der Durchstimmbereich z. B. zu klein, verringert man das Schwingkreis-C geringfügig. Infolgedessen muß gleichzeitig die Spule etwas zusammengedrückt werden. Der Alu-Kern legt nun in der Spule einen relativ größeren Weg zurück, wodurch das Frequenzverhältnis fo/fu ansteigt.

Zum Abschluß erfolgt der Abgleich des Vorkreises. Dabei kann leicht mit Hilfe von Rundfunksendern vorgegangen werden. Das erfolgt am besten so, daß man an zwei Frequenzpunkten (etwa 90 MHz und 98 MHz) den Vorkreis auf maximale Spannungsüberhöhung bringt. Dazu wird zunächst bei 90 MHz durch einfaches Verschieben der gesamten Vorkreisspule ein Maximum erzielt. Danach erfolgt die Kontrolle bei 98 MHz, d. h. die Kontrolle auf Gleichlauf. Ist dieser noch nicht vorhanden, ändert man durch Zusammendrücken oder Auseinanderziehen die Spulenlänge und geht nochmals wie eben beschrieben vor. Das geschieht solange, bis guter Gleichlauf und damit über das gesamte UKW-Frequenzband eine gleichbleibende Empfindlichkeit erzielt wird. Der Antennenkreis mit L_2 ist sehr breitbandig und wird etwa auf Bandmitte abgestimmt.

Spulendaten

L_1 = 4 Wdg. (Anzapfung in der Mitte)
L_2 = 5 Wdg. (Luftspule 6 mm ∅)
L_3 = 5 Wdg.
L_4 = 4 Wdg. (Spule mit Ferritkern)
L_5 = 4 Wdg.
L_6 = 16 + 2 Wdg. (Sternchen-BF)
L_7, L_{11}, L_{15} = 18 Wdg. (Sternchen-BF)
L_{10}, L_{14} = 18 + 2 Wdg. (Sternchen-BF)
L_8, L_9, L_{12}, L_{13}, L_{16}, L_{17} = 2 Wdg. (Sternchen-BF)
L_{18} = 20 Wdg. (10 + 10 Wdg.) (Sternchen-BF)
L_{19} = 5 Wdg.

Die Erprobung des aufgebauten Mustergerätes zeigte überraschend gute Ergebnisse. Die Empfindlichkeit entsprach der eines Mittelsupers mit UKW. Auch mit einer kleinen, eingebauten Innenantenne ($\lambda/4$-Draht) wurde ein einwandfreier Empfang erreicht. Der Vorteil dieses Gerätes liegt in den kleinen Abmessungen und dem Empfang der drei wichtigsten Wellenbereiche.

Gruppenantennen – ihre Dimensionierung und Anwendung

Teil 2

Ing. EBERHARD SPINDLER

Mitteilung aus dem VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Beziehungen für m (n) = 2 in einer Ebene senkrecht zur Empfangsrichtung

Die einfachste Gruppenantenne besteht aus zwei Grundantennen. Das sind die bekannten vertikal gestockten bzw. horizontal gestaffelten Antennen. Im folgenden wird die für diesen Fall geltende Gruppencharakteristik näher betrachtet.
Bild 4 zeigt zwei Empfangsantennen E, die von einer ebenen Wellenfront aus der Empfangsrichtung erregt werden. Der Phasenunterschied der Spannungen an den Antennen ergibt sich aus dem bezogenen Wegunterschied $\Delta s/\lambda$, den die Welle zwischen beiden Antennen zurücklegen muß. Man erhält diesen zu:

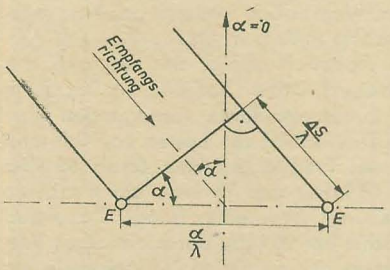


Bild 4: Wegunterschied der Wellen bei zwei Antennen

$$\frac{\Delta s}{\lambda} = \frac{a}{\lambda} \sin \alpha$$

Addiert man die Energie beider Antennen nun ohne weitere zusätzliche Phasenverschiebungen, so erhält man nach bekannten Gesetzen für die normierte Antennenspannung:

$$\frac{U}{U_{max}} = \sqrt{\frac{1}{2}\left\{\frac{N_1}{N_{1\,max}} + \frac{N_2}{N_{2\,max}} \cos\left[\left(\frac{a}{\lambda} \sin \alpha\right) 2\pi\right]\right\}} \qquad (6)$$

Da bei gleichen Antennen $N_1 = N_2 = N$ ist, erhält man:

$$\frac{U}{U_{max}} = \sqrt{\frac{N}{2\,N_{max}}\left\{1 + \cos\left[\left(\frac{a}{\lambda} \sin \alpha\right) 2\pi\right]\right\}} \qquad (7)$$

Für die Gruppencharakteristik gilt nunmehr:

$$M_{(\alpha)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \cos\left[\left(\frac{a}{\lambda} \sin \alpha\right) 2\pi\right]} \qquad (8)$$

Und bei Benutzung des Gradmaßes:

$$M_{(\alpha)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \cos\left[\left(\frac{a}{\lambda} \sin \alpha\right) 360°\right]} \qquad (9a)$$

Vorstehende Gleichung vereinfacht ergibt:

$$M_{(\alpha)} = \left|\cos\left[\left(\frac{a}{\lambda} \sin \alpha\right) 180°\right]\right| \qquad (9b)$$

Sinngemäß erhält man für eine entsprechende vertikale Gruppencharakteristik:

$$M_{(\beta)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \cos\left[\left(\frac{b}{\lambda} \sin \beta\right) 360°\right]} \qquad (10a)$$

bzw. entsprechend vereinfacht:

$$M_{(\beta)} = \left|\cos\left[\left(\frac{b}{\lambda} \sin \beta\right) 180°\right]\right| \qquad (10b)$$

Die Gleichung 9 bzw. 10 ergibt sich natürlich mathematisch auch aus Gl. (2), wenn man n = 2 setzt und bei der allgemeinen komplexen Form nur den Betrag betrachtet.
Die Gruppencharakteristik berechnet man je nach den Erfordernissen als Funktion von α bzw. β und a/λ bzw. b/λ als Parameter. Durch λ wird dabei gleichzeitig die Frequenzabhängigkeit ausgedrückt entsprechend

$$\lambda = 300/f \quad \lambda \text{ in m;} \quad f \text{ in MHz}$$

Meistens wird man die Berechnung jedoch nur für eine Frequenz durchführen, so daß man a/λ bzw. b/λ als konstant betrachten kann.
Nur in Spezialfällen wird man an besonders interessierenden Stellen des Diagramms, z. B. bei Nullstellen, die Frequenzabhängigkeit untersuchen. Die Gruppencharakteristik stellt man zweckmäßig im Polarkoordinatensystem dar. Sie weist besonders wichtige Kenngrößen auf, deren Bedeutung und Berechnung kurz erläutert werden soll:
Zunächst sei darauf hingewiesen, daß im vorliegenden Fall die Charakteristik symmetrisch zur Achse 0–180° wie auch zur Achse 90°–270° liegt, sie ist also sowohl achsen- wie zentralsymmetrisch. Man braucht daher die Rechnung für α bzw. β nur von 0 bis 90° auszuführen; das vollständige Diagramm ergibt sich dann entsprechend.

Maxima

Unter einem Maxima wird in diesem Zusammenhang bei der Gruppencharakteristik verstanden, wenn $M_{(\alpha,\beta)} = 1$ ist.
Dieser Fall liegt vor, wenn

$$\cos\left[\left(\frac{a}{\lambda} \sin \alpha\right) 360°\right] = +1 \quad \text{bzw.}$$

$$\cos\left[\left(\frac{b}{\lambda} \sin \beta\right) 360°\right] = +1 \qquad (11)$$

wird.
Grundsätzlich liegt bei vorstehender Betrachtungsweise immer ein Maximum bei $\alpha = \beta = 0$ bzw. $\alpha = \beta = 360°$ vor. Wird $a/\lambda \geqq 1$, so treten weitere Maxima auf,

Messeausgabe „Die Technik" 1966

Wir machen unsere Leser darauf aufmerksam, daß anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse 1966 das Heft 3 der Zeitschrift „Die Technik" als Messeausgabe wieder in bedeutend erweitertem Umfang erscheint.
Auf über 200 Seiten werden die wichtigsten Neukonstruktionen aus fast allen Gebieten der Technik vorgestellt. Außer auf den umfangreichen und mehrfarbigen Anzeigenteil sei noch besonders auf das Bezugsquellenverzeichnis in der Messeausgabe hingewiesen.
Wie in den früheren Jahren wird das Messeheft den „Die Technik"-Beziehern im Rahmen des Abonnements geliefert und auch im Freiverkauf sowie auf der Leipziger Messe zum Preis von 3,– MDN erhältlich sein.

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

deren zugehörige Winkel sich nach den Gln. (11) und (12) berechnen lassen.
Es gilt die Bedingung

$$\frac{a}{\lambda} \sin \alpha = n$$

$$\sin \alpha = \frac{n}{a/\lambda}\ ; \quad n = 0; 1; 2; 3; 4 \ldots \quad (12)$$

Man setzt nacheinander n = 0; 1; 2; 3 usw. und ermittelt daraus die zugehörigen Winkel.
Wird $n/a/\lambda > 1$, so sind keine weiteren Maxima vorhanden.

Nullstellen

Nullstellen sind vorhanden, wenn $M_{(\alpha,\beta)} = 0$ ist. Dieser Fall liegt vor, wenn

$$\cos\left[\left(\frac{a}{\lambda} \sin \alpha\right) 360°\right] = -1 \quad (13)$$

wird.
Bei der vorstehenden Betrachtungsweise liegt bei $\alpha = 90/270°$ immer eine Nullstelle vor, wenn $a/\lambda = n \cdot 0{,}5$ ist, dabei muß n = 1; 3; 5; 7 ··· eine ungerade ganze Zahl sein. Die Winkel der Nullstellen werden nach den Gln. (13) und (14) berechnet. Es gilt folgende Bedingung:

$$\sin \alpha = \frac{n}{a/\lambda}; \quad n = 0{,}5; 1{,}5; 2{,}5; 3{,}5 \ldots \quad (14)$$

Man setzt nacheinander n = 0,5; 1,5; 2,5 usw. und ermittelt entsprechend die zugehörigen Winkel. Wird $n/a/\lambda > 1$, so liegen keine weiteren Nullstellen vor.

Öffnungswinkel

Da bei entsprechend dimensionierten Gruppenantennen die Öffnungswinkel der Hauptkeule in der Hauptsache durch die Gruppencharakteristik bestimmt werden, sind in diesem Zusammenhang auch die Öffnungswinkel der Hauptkeule der Gruppencharakteristik interessant, da sich hieraus bereits weitere Rückschlüsse ziehen lassen. Die Öffnungswinkel der Nebenkeulen sind dagegen meist uninteressant. Die Öffnungswinkel sind durch den Winkel gekennzeichnet, bei dem der Wert $M_{(\alpha,\beta)} = 1/\sqrt{2}$ innerhalb der Hauptkeule erstmalig erreicht wird. Bei diesem Winkel muß folgende Bedingung erfüllt sein:

$$\cos\left[\left(\frac{a}{\lambda} \sin \alpha\right) 360°\right] = 0 \quad (15)$$

Im vorgenannten Zusammenhang erhält man daraus:

$$\sin \alpha = \frac{0{,}25}{a/\lambda} \quad (16)$$

Der Öffnungswinkel ist der doppelte Wert des nach Gl. (16) berechneten Winkels. (Zur unverwechselbaren Kennzeichnung wird er in diesem Zusammenhang mit dem Index 0,7 gekennzeichnet.) Man erhält also für $\alpha_{0,7}$ (bzw. sinngemäß für $\beta_{0,7}$)

$$\alpha_{0,7} = 2\,\alpha \quad (17)$$

Für verschiedene Parameter a/λ (und entsprechend b/λ) wurden die Gruppencharakteristiken berechnet. Diese Diagramme können für die praktische Dimensionierung von Antennengruppen verwendet werden, wenn die jeweiligen Parameter den örtlichen Erfordernissen entsprechen (besonders bei Nullstellen zur Ausblendung von Störungen). Der Faktor wird dabei bei den jeweiligen Winkeln in geeigneten Abständen (5···10 Grad) abgelesen und das Gesamtdiagramm durch Multiplizieren mit den entsprechenden Werten des Diagramms der Grundantenne berechnet.

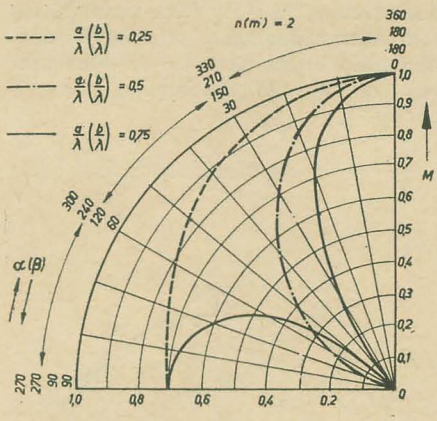


Bild 5: Gruppencharakteristik mit n = 2 und a/λ = 0,25; 0,5 und 0,75

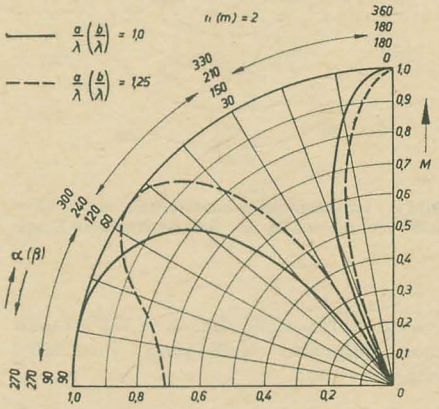


Bild 6: Gruppencharakteristik mit n = 2 und a/λ = 1,0 und 1,25

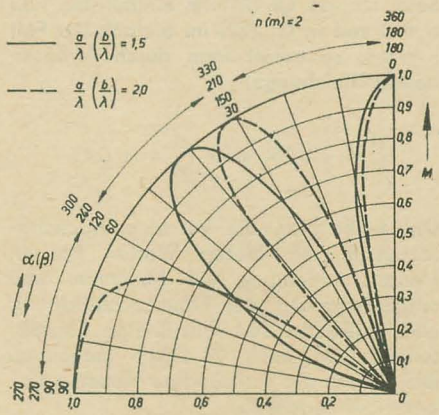


Bild 7: Gruppencharakteristik mit n = 2 und a/λ = 1,5 und 2,0

Man erkennt aus Bild 5, daß sich mit kleiner werdendem Parameter a/λ die Gruppencharakteristik einem Kreis nähert. Dieser ist exakt vorhanden für $a/\lambda = 0$, d. h., wenn beide Strahler ineinander übergegangen sind. Dieser Fall ist nur theoretisch interessant. Ebenso besitzt der Fall mit $a/\lambda = 0{,}25$ (Bild 5) keine praktische Bedeutung. Wird der Parameter $a/\lambda \geqq 0{,}5$, so ergeben sich durch die Gruppencharakteristik Vorteile. Bei $a/\lambda = 0{,}5$ befindet sich bereits je eine Nullstelle bei 90° und 270° (Bild 5). Mit größer werdendem Abstand a/λ erscheint bei 90° und 270° ein weiterer Nebenzipfel, der bei $a/\lambda = 0{,}75$ den Wert $1/\sqrt{2}$ erreicht (Bild 5) und bei $a/\lambda = 1{,}0$ den Wert 1 (Bild 6). Wird der Abstand noch größer,

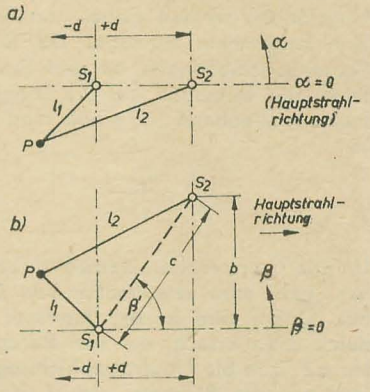


Bild 8: Anordnung der Strahler zur Erzielung einer Versatzgruppencharakteristik
a) horizontale Ebene, b) vertikale Ebene

so spaltet sich dieser Zipfel wieder auf, er fällt bei 90° und 270° bei $a/\lambda = 1{,}25$ wieder auf den Wert $1/\sqrt{2}$ ab (Bild 6), und bei $a/\lambda = 1{,}5$ entsteht an dieser Stelle wieder eine Nullstelle (Bild 7).
Dieser Werdegang wiederholt sich ab $a/\lambda = 1{,}5$ wieder. Das heißt, es entstehen bei 90° (und 270°) wieder neue Nebenzipfel, die entsprechend dem Abstand anwachsen und sich dann aufteilen.

Beziehungen für m (n) = 2 in zwei Ebenen senkrecht zur Empfangsrichtung (Versatzcharakteristik)

In den vorhergehenden Abschnitten wurden die Antennen mit gleicher Amplitude und Phase gespeist, sie befanden sich in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Dadurch erfolgt in Ausbreitungsrichtung eine phasenrichtige Addition der Felder. Diese phasenrichtige Addition kann aber auch erreicht werden, wenn beide Strahler nicht in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung angeordnet sind. Man muß in diesem Falle nur dafür sorgen, daß sich beide Felder in gleicher Phase befinden. Das geschieht z. B. durch entsprechende Speisung der einzelnen Strahler. In diesem Zusammenhang werden wiederum beide Antennen mit gleicher Amplitude, jedoch unterschiedlicher Phase, gespeist, zweckmäßig

also mit einer entsprechend bemessenen Umwegleitung.

Die Speisung wird nun so vorgenommen, daß sich in Hauptstrahlrichtung ein Maximum $M_{(\alpha,\beta)} = 1$ ergibt. Die entsprechende Anordnung der Strahler (S) zeigen die Bilder 8a und 8b. Die Bezugswinkel $\alpha = 0$ und $\beta = 0$ werden wieder in die Hauptstrahlrichtung gelegt. Der Wert d gibt den Abstand der Strahler in horizontaler und b den Abstand in vertikaler Richtung an, c ist der direkte Abstand. Der Winkel β' ist eine weitere Kenngröße, die sich aus der Strahleranordnung ergibt. Der Punkt P ist der Punkt der Zusammenschaltung der beiden Leitungen l_1 und l_2, mit denen die Strahler gespeist werden.

Zunächst soll die Gruppencharakteristik in der horizontalen Ebene betrachtet werden (Bild 8a). Die Abstände und Leitungslängen werden dabei normiert für eine allgemeine Aussage. Da für die Phasenverschiebungen an den Strahlern durch die Leitungen nur die Längendifferenz maßgebend ist, erhält man diese zu:

$$\frac{\Delta l}{\lambda} = \frac{l_2 - l_1}{\lambda} \qquad (18)$$

Um die Gruppencharakteristik zu berechnen, geht man zweckmäßig von Gl. (9) aus. Dabei wird in der Klammer $\sin\alpha$ durch $\cos\alpha$ ersetzt, um den Bezugswinkel $\alpha = 0$ in die Hauptstrahlrichtung, die jetzt mit der Richtung von d identisch sein soll, zu verlegen.

Für den Phasenunterschied der Felder, die von den Strahlern erzeugt werden, gilt in der horizontalen Ebene für alle Winkel α:

$$x = \left(\frac{\Delta l}{\lambda} - \frac{d\cos\alpha}{\lambda}\right)360° = \frac{\Delta l - d\cos\alpha}{\lambda}360° \qquad (19)$$

Daraus folgt für die horizontale Gruppencharakteristik:

$$M_{(\alpha)} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{1 + \cos\left(\frac{\Delta l - d\cos\alpha}{\lambda}360°\right)} \qquad (20a)$$

und entsprechend vereinfacht:

$$M_{(\alpha)} = \left|\cos\left(\frac{\Delta l - d\cos\alpha}{\lambda}180°\right)\right| \qquad (20b)$$

Aus Gl. (20) ist ersichtlich, daß ein Maximum der Gruppencharakteristik in Hauptstrahlrichtung vorliegt, wenn die Bedingung

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{\Delta l}{\lambda}$$

erfüllt ist.

Bei $\Delta l/\lambda$ handelt es sich selbstverständlich um die relative elektrische Länge, Verkürzungsfaktoren von Kabeln sind daher unbedingt zu beachten!

Der Hauptanwendungsbereich der Versatzgruppencharakteristik liegt bei der Dimensionierung von Nullstellen im Winkelbereich um 180°.

In dieser Weise kann eine sehr wirksame Verbesserung des Vor-Rück-Verhältnisses von Antennenanlagen erreicht werden. Allgemein ergibt sich für ein Maximum bei $\alpha = 0$ die Bedingung ($\alpha = 0$, $\cos\alpha = 1$):

$$\frac{\Delta l - d}{\lambda} = n; \quad n = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3; \ldots \qquad (21)$$

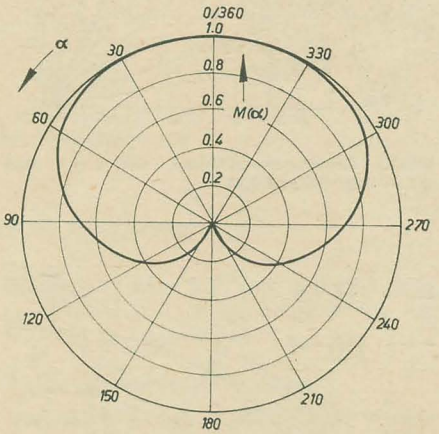


Bild 9: Versatzgruppencharakteristik mit $\Delta l/\lambda = 0{,}25$ und $d/\lambda = 0{,}25$ in der horizontalen Ebene

Für eine Nullstelle bei $\alpha = 180°$ erhält man folgende Bedingung ($\alpha = 180°$, $\cos\alpha = -1$):

$$\frac{\Delta l + d}{\lambda} = n; \quad n = \pm 0{,}5; \pm 1{,}5; \pm 2{,}5 \ldots \qquad (22)$$

Setzt man in Gl. (21) im einfachsten Fall $n = 0$ und in Gl. (22) im einfachsten Fall $n = 0{,}5$, so erhält man durch Auflösen beider Gleichungen

$$\frac{\Delta l}{\lambda} = +0{,}25 \quad \text{und} \quad \frac{d}{\lambda} = +0{,}25$$

Das heißt also, die Versatzgruppencharakteristik mit diesen Werten hat in Hauptstrahlrichtung ein Maximum und entgegengesetzt der Hauptstrahlrichtung eine Nullstelle. Die vollständige Charakteristik wird nach Gl. (20 b) berechnet. Bild 9 zeigt die vollständige Versatzgruppencharakteristik für

$$\frac{\Delta l}{\lambda} = +0{,}25 \quad \text{und} \quad \frac{d}{\lambda} = +0{,}25$$

Man erkennt daraus, daß durch diese Gruppencharakteristik eine sehr wirkungsvolle Verbesserung des Vor-Rück-Verhältnisses und darüber hinaus im Winkelbereich um 180° eine hohe Strahlungsdämpfung erreicht wird. Wie aus den Gln. (21) und (22) hervorgeht, ist eine Nullstelle bei $\alpha = 180°$ durch vielfältige Möglichkeiten zu erreichen. Um die Frequenzabhängigkeit nicht unnötig zu vergrößern, wählt man in beiden Gleichungen (21 und 22) für n den kleinsten möglichen Wert.

Darüber hinaus kann man für die genannte Bedingung grundsätzlich $\Delta l/\lambda = 0{,}25$ als Optimum ansetzen. Die Nullstellen bei 180° bestimmt man dann mit Gl. (22). Wird $d/\lambda > 0{,}25$, so rechnet man nach der vollständigen Beziehung für die Nullstellen:

$$\frac{\Delta l + d\cos\alpha}{\lambda} = n; \quad n = 0{,}5; 1{,}5; 2{,}5 \ldots \qquad (23)$$

Im Fall $d/\lambda > 0{,}25$ wandern die Nullstellen von $\alpha = 180°$ weg. Bei $n = 1{,}5$, d. h. $d/\lambda = 1{,}25$, entsteht eine neue Nullstelle bei $\alpha = 180°$, außerdem sind zwei weitere im Diagramm vorhanden. Zu beachten ist hierbei jedoch die größere Frequenzabhängigkeit infolge des größeren Abstandes d. Weiter ist zu beachten, daß der Wert $M_{(\alpha)} = 1$ bei $\alpha = 0°$ natürlich nur bei den bei Gl. (21) angegebenen Bedingungen erreicht wird.

Die horizontale Versatzgruppencharakteristik ist symmetrisch zur Achse 0–180°. Die Berechnung braucht daher nur von $\alpha = 0$ bis $\alpha = 180°$ durchgeführt zu werden.

Der Öffnungswinkel ergibt sich bei $\Delta l/\lambda = 0{,}25$ und $d/\lambda = 0{,}25$ zu:

$$\alpha_{0,7} = 180°$$

Der Öffnungswinkel der Versatzgruppencharakteristik besitzt einen relativ großen Wert. Der horizontale Öffnungswinkel einer Antennengruppe wird daher nur wenig von der Versatzgruppencharakteristik beeinflußt.

Auch bei Abständen $d/\lambda = 0{,}75; 1{,}75; 2{,}75$ usw. ergibt sich eine Versatzcharakteristik, wie in diesem Zusammenhang beschrieben; nur muß hierbei die auftretende Phasendrehung von 180° beachtet werden. Eine Phasendrehung von 180° wird erreicht, wenn entweder eine Speiseleitung umgepolt wird oder $+\Delta l/\lambda$ zu $-\Delta l/\lambda$ ($l_1 > l_2$) bzw. $+d/\lambda$ zu $-d/\lambda$ wird. Dabei wird die gleiche Hauptstrahlrichtung beibehalten, anderenfalls dreht sich das Diagramm um 180°.

Bei der Versatzgruppencharakteristik erhält man sowohl eine horizontale als auch

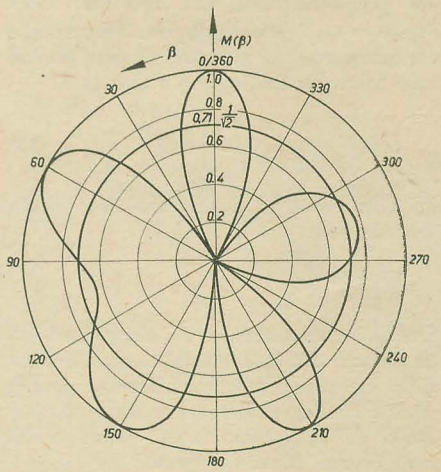


Bild 10: Versatzgruppencharakteristik in der vertikalen Ebene mit $d/\lambda = 0{,}25$; $b/\lambda = 1$; $\Delta l/\lambda = 0{,}25$ und entsprechend $\beta' \approx 76°$

eine vertikale Gruppencharakteristik bei zwei Strahlern, wie aus Bild 8 ersichtlich. Die weiteren Betrachtungen gelten nunmehr für die vertikale Versatzgruppencharakteristik.
Zunächst werden die Beziehungen für den Wegunterschied ermittelt. Nach Bild 8b erhält man:

$$\Delta s = c \cos(\beta - \beta')$$

$$c = \frac{d}{\cos \beta'} \qquad c = \frac{b}{\sin \beta'}$$

$$\Delta s = \frac{d \cos(\beta - \beta')}{\cos \beta'} \qquad \Delta s = \frac{b \cos(\beta - \beta')}{\sin \beta'} \tag{24}$$

Normiert man noch mit der Wellenlänge λ, so erhält man:

$$\frac{\Delta s}{\lambda} = \frac{d}{\lambda} \cdot \frac{\cos(\beta - \beta')}{\cos \beta'} \tag{25}$$

bzw.

$$\frac{\Delta s}{\lambda} = \frac{b}{\lambda} \cdot \frac{\cos(\beta - \beta')}{\sin \beta'} \tag{26}$$

Analog Gl. (20) kann man nun schreiben:

$$M_{(\beta)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \cos\left[\left(\frac{\Delta l}{\lambda} - \frac{b}{\lambda} \cdot \frac{\cos(\beta - \beta')}{\sin \beta'}\right) 360°\right]} \tag{27a}$$

bzw. vereinfacht

$$M_{(\beta)} = \left|\cos\left[\left(\frac{\Delta l}{\lambda} - \frac{b}{\lambda} \cdot \frac{\cos(\beta - \beta')}{\sin \beta'}\right) 180°\right]\right| \tag{27b}$$

Das Diagramm nach dieser Gleichung ist nun nicht mehr symmetrisch. Demzufolge müssen bei gegebenen Parametern b/λ und β' bei der Berechnung alle Winkel β von $\beta = 0$ bis $\beta = 360°$ eingesetzt werden. Die Größen d, b, c und β' sind durch die Winkelfunktionen miteinander verknüpft.

Bild 10 zeigt ein Beispiel für

$$\frac{d}{\lambda} = +0{,}25; \quad \frac{b}{\lambda} = +1; \quad \frac{\Delta l}{\lambda} = +0{,}25$$

und entsprechend $\beta' \approx 76°$.

Es ist klar ersichtlich, daß keinerlei Symmetrie mehr besteht.
Für eine Gesamtcharakteristik $C_{(\beta)}$ ist dieser Umstand jedoch meist nicht nachteilig, da man die Antennengruppe zweckmäßig so dimensioniert, daß die Nebenzipfel auf ein Minimum beschränkt bleiben (z. B. durch entsprechende Auswahl der Grundantennentypen). Die Hauptkeule kann jedoch näherungsweise als symmetrisch bezeichnet werden, so daß sich in Hauptstrahlrichtung keinerlei Nachteile ergeben gegenüber einer Anordnung von Antennen in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Die verschiedenen Kennwerte dieser Gruppenversatzcharakteristik werden – wie bereits oben erläutert – berechnet. Besonders zu beachten ist bei dieser Charakteristik, daß neben der Amplitudenunsymmetrie des Diagramms auch eine entsprechende Phasenunsymmetrie besteht.
Das Wesentliche dieser vertikalen Versatzgruppencharakteristik ist auch hier die Nullstelle bei $\beta = 180°$ und damit verbunden die große zusätzliche Dämpfung im Winkelbereich um $\beta = 180°$. Bei einer Anordnung der Strahler nach Bild 8 ergibt sich also – wie gezeigt wurde – für jede Ebene ein anderes Diagramm der Gruppencharakteristik.
Grundsätzlich kann man die Anordnung der Strahler in beiden Ebenen natürlich vertauschen. Entsprechend sinngemäß muß man dann auch die zugehörigen Gleichungen bzw. Diagramme vertauschen.

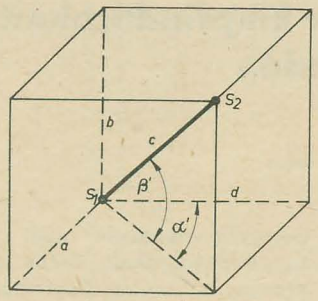


Bild 11: Koordinatensystem zur (räumlichen) Gruppencharakteristik

Allgemeine Beziehung für m (n) = 2 im räumlichen Koordinatensystem

Alle bisher angegebenen Gleichungen sind Spezialfälle der allgemeinen Gleichung, die für zwei beliebig im Raum angeordnete Strahler (S_1 und S_2) gilt. Dieser Gleichung liegt das Koordinatensystem nach Bild 11 zugrunde. Der Weg der Ableitung wird hier nicht angegeben. Die vollständige Gleichung lautet:

$$M_{(\alpha,\beta)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \cos\left\{\left[\frac{\Delta l}{\lambda} - \frac{c}{\lambda}\cos(\alpha - \alpha')\cos(\beta - \beta')\right] 360°\right\}} \tag{28a}$$

bzw. vereinfacht:

$$M_{(\alpha,\beta)} = \left|\cos\left\{\left[\frac{\Delta l}{\lambda} - \frac{c}{\lambda}\cos(\alpha - \alpha')\cos(\beta - \beta')\right] 180°\right\}\right| \tag{28b}$$

Setzt man je nach Erfordernissen einen oder mehrere Winkel (α, α', β, β') oder $\Delta l/\lambda$ gleich Null, so erhält man die speziellen Gleichungen, die bereits ausführlich betrachtet wurden. Mit der vollständigen Gleichung ist es also möglich, die räumliche Gruppencharakteristik exakt zu berechnen, insbesondere auch die Hauptkennwerte im Raum.

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 2 (1966)

- **Die Wirksamkeit moderner Planungsmethoden im Bereich der Forschung und Entwicklung**
- **Wege zum Erreichen größtmöglicher Zuverlässigkeit bei Verwendung elektronischer Bauelemente**
- **Zuverlässigkeit nachrichtentechnischer Einrichtungen unter dem Gesichtspunkt der Ökonomie**

Es werden theoretische mathematische Beziehungen zwischen der durchschnittlichen Ausfallrate und den Kosten von Geräten und Anlagen dargestellt. Anhand eines einfachen Modells werden die minimalen Kosten bei optimaler Fehlerrate abgeleitet. Es ist sinnvoll, bei Zuverlässigkeitsberechnungen die jährlichen Kosten zugrunde zu legen.

- **Lötfreie Verbindungsverfahren für elektronische Geräte und Anlagen**

Es werden die Mängel des Lötens geschildert und neue Verbindungsverfahren aufgezeigt, die einige dieser Mängel bei bestimmten Anwendungen nicht haben. Als Grundlage für das Verständnis dieser neuen Verbindungsverfahren wird die Theorie der Bindungsvorgänge untersucht.

- **Widerstände und Kondensatoren für Halbleiterblockschaltungen**

Es werden Dimensionierungsunterlagen zum Entwurf von diffundierten Widerständen und Sperrschichtkondensatoren für Halbleiterblockschaltungen abgeleitet und diskutiert, die eine Zuordnung der statischen Widerstands- und Kapazitätswerte zu dem Parametern des Herstellungsprozesses gestatten.

- **Ein Resonanzkreis ohne L**

Eine aktive RC-Schaltung, mit einer Frequenzcharakteristik ähnlich der eines LC-Parallelschwingkreises, wird rechnerisch und meßtechnisch untersucht. Die Schaltung enthält einen Negativ-Impedanz-Konverter.

- **Die Einstellung von Eingangs- und Ausgangswiderstand bei Verstärkern durch Gegenkopplung**

Eingangs- und Ausgangswiderstand von Verstärkern mit kombinierter Gegenkopplung werden unter bestimmten vereinfachten Annahmen berechnet und in Telegrammen dargestellt. Die Ergebnisse werden auf einen gegengekoppelten Verstärker mit Übertragerbrücken angewandt.

- **Die Verlustfaktormeßgeräte Typ 1033 und Typ 1034 und ihre Einsatzmöglichkeiten**
- **Festkörper-Verzögerungsleitungen für Mikrowellen**
- **Forschungs- und Entwicklungsaufgaben bereiten neue Erzeugnisse auf dem Gebiet der Funknachrichtentechnik und Schiffselektronik vor**
- **Filterkatalog, 2. Serie, Blatt 9**
- **Internationale Tagung Weitbereichsnavigation für See-, Luft- und Raumfahrt vom 26. bis 31. 8. 65 in München**
- **X. Internationales wissenschaftliches Kolloquium der Technischen Hochschule Ilmenau, Teil II**
- **Die Standard-Feld-Methode und ihre Anwendung auf die fortlaufende solare Strahlungsabsolutmessung bei 20 cm Wellenlänge**

Zur Vergleichbarkeit der Empfindlichkeitsangaben bei Ge-Fotodioden

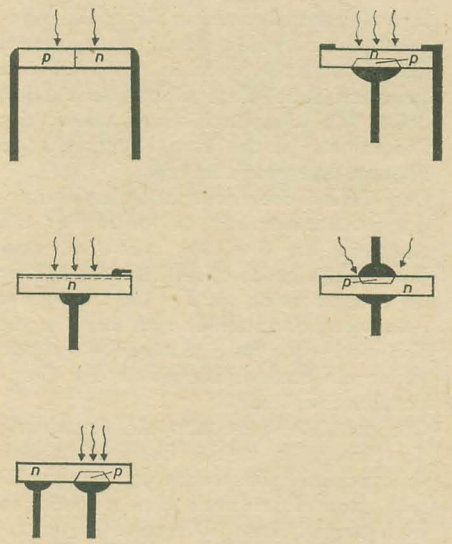
K. KRUKENBERG

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Vor etwa zehn bis zwölf Jahren erschien ein neues interessantes fotoelektronisches Bauelement auf dem europäischen Markt: die Fotodiode auf Germanium- oder Siliziumbasis. Inzwischen hat insbesondere die Ge-Fotodiode Eingang in die Industrieelektronik gefunden, wo sie sich, besonders in der Schalt- und Regelungstechnik, vielfältig bewährte [1] [2]. Die funktionelle Wirkungsweise einer Fotodiode beruht auf dem Sperrschichtfotoeffekt. Dieser Sperrschichtfotoeffekt wird hervorgerufen durch die Bestrahlung eines in dem Halbleiterkristall erzeugten pn-Übergangs mit elektromagnetischer Strahlung bestimmter Wellenlänge [3] [4] [5] [6]. Solche pn-Übergänge werden in der Regel so hergestellt, daß in einem Halbleiterkristall (Ge, Si) entweder Elemente der III. oder V. Hauptgruppe des periodischen Systems einlegiert, eindiffundiert oder aufgedampft werden. Diese lichtempfindlichen pn-Übergänge sind bei einer Fotodiode meistens so angeordnet, daß sie maximal von der auffallenden Strahlung getroffen werden, um eine hohe Lichtempfindlichkeit zu erreichen. Unser Bild zeigt schematisch eine Reihe von Möglichkeiten der geometrischen Anordnung solcher pn-Übergänge; diese Anordnungen von pn-Übergängen sind technisch realisiert worden. Obwohl die Eigenschaften einer Fotodiode im allgemeinen bekannt sind, gibt es über den Parameter „Empfindlichkeit" des öfteren Unklarheit.

Die wichtigsten Hauptparameter einer Germaniumfotodiode sind: Größe der Lichtempfindlichkeit, Größe des Dunkelstromes, maximale Sperrspannung und äußere Abmessungen.

In der Tabelle 1 sind bekannte Ge-Fotodioden nach von den Herstellern propagierten elektrischen und mechanischen Parametern zusammengestellt. Eine derartige Zusammenstellung gestattet es, einen entsprechenden Typ mit bestimmten elektrischen Werten und mechanischen Abmessungen zu wählen. In der Regel hat es sich jedoch gezeigt, daß der Verbraucher den Parameter „Empfindlichkeit" von der Prospektangabe her nicht einschätzen und beurteilen kann. Ursache dafür dürfte die Angabe der Empfindlichkeit in μA/lx oder μA/lm sein. Eine Bezugsbasis wird erst durch die zusätzliche Angabe der Farbtemperatur des Strahlers gegeben. Wie aus Tabelle 1 nun aber hervorgeht, beziehen sich fünf Hersteller von Ge-Fotodioden bei der Angabe der Empfindlichkeit auf fünf verschiedene Farbtemperaturen. Ein direkter Vergleich der Erzeugnisse untereinander ohne zeitraubende Rechenoperationen wird somit ausgeschaltet. Bei der Umrechnung auf eine einheitliche Bezugsbasis müßte dann den Beziehungen zwischen der Farbtemperatur des Strahlers, der Lichtstärke der Lampe, der Größe der lichtempfindlichen Fläche des Empfängers und dem Entfernungsverhältnis Strahler–Empfänger Rechnung getragen werden. [1].



Verschiedene Anordnungen von pn-Übergängen

In welchem Maße die Farbtemperatur des Strahlers auf die Empfindlichkeit des Empfängers Einfluß nimmt, geht aus Messungen hervor, die an den WF-Typen GP 120 (FD 21)[1] und GP 122 (FD 51)[1] vorgenommen wurden.

Tabelle 2 enthält die Meßwerte bei einer Farbtemperatur von 2850 °K[2]) und bei einer Farbtemperatur von 2400 °K[3]).

In der Tabelle 3 sind die gemessenen Empfindlichkeiten von verschiedenen Ge-Fotodiodentypen zusammengestellt. Die Beleuchtungsstärke beträgt 1000 lx, die Farbtemperatur des Strahlers 2850 °K. Die Sperrspannung betrug in allen Fällen 20 V.

Bei Auswertung der Meßergebnisse aus den Tabellen 2 und 3 ergibt sich für eine Farbtemperatur von 2400 °K eine Empfindlichkeit, die gegenüber einer Farbtem-

---

[1]) Zur Zeit als FD 21 bzw. FD 51 geliefert

[2]) Meßbedienung des VEB Werk für Fernsehelektronik

[3]) Meßbedingung der Firma Siemens & Halske

Tabelle 1

Typ	Hersteller	Ausführungsform	Durchmesser in mm	Länge in mm	Empfindlichkeit in μA/1000 lx	Farbtemperatur der Lichtquelle in °K	$U_{R\,max}$ in V	$I_{R\,max}$ bei $U_{R\,max}$ in μA $t_a = 25$ °C	P_{max} in mW
FD 20	VEB WF Berlin DDR	Allglas	4,4	18	> 30	2850	20	≦ 15	30
FD 21					> 50		20	≦ 15	30
FD 50					> 30		50	≦ 15	30
FD 51					> 50		50	≦ 15	30
TP 50/0	Siemens DBR	vernickeltes Metallgehäuse mit Glaslinse	2,8 6,5	7,5	> 25	2400	100	≦ 4,5	50
TP 50/I					> 45		100	≦ 4,5	50
TP 50/II					> 55		100	≦ 4,5	50
TP 51/0					> 25		30	≦ 6,5	50
TP 51/I					> 45		30	≦ 6,5	50
TP 51/II					> 55		30	≦ 6,5	50
APY 10/I	Siemens DBR	Allglas	2,2	12	60		50	≦ 5	40
APY 10/II					100		50	≦ 5	40
APY 11/I					60		25	≦ 8	40
APY 11/II					100		25	≦ 8	40
OAP 12	Valvo DBR	Metallgehäuse Glaslinse	3,0	8	> 50	2500	30	≦ 15	30
PHG 1	Dithratherm DBR	Allglas	4,3	18	> 70	2650	30	≦ 30	30
PHG 2			2,0	10,5	> 30		30	≦ 30	30
AAP 11	El Niš Jugoslavien	Allglas	2,3	19	> 40	2870	20	≦ 10	15
AAP 14					> 40		40	≦ 10	15

Tabelle 2

Diode Nr.	Empfindlichkeit in μA/1000 lx		U_R in V
	2850 °K	2400 °K	
1	92	205	50
2	63	132	50
3	96	182	50
4	115	260	50
5	110	210	20
6	88	182	20
7	83	171	20
8	96	184	20

Tabelle 3

Typ	Empfindlichkeit in μA/1000 lx
GP 122 (FD 51) WF[1])	75
GP 121 (FD 50) WF[1])	45
TP 50/0 Siemens	24
TP 50/I Siemens	29
PHG 1 Dithratherm	140
PHG 2 Dithratherm	37
AAP 11 El Niš	58
AAP 14 El Niš	61

[1]) z. Z. als FD 51 bzw. FD 50 geliefert

peratur von 2850 °K bei Aufrechterhaltung von 1000 lx um den Faktor 1,7 bis 2,2 höher liegt.
Weil also keine einheitliche Beleuchtungsart bei fotoelektrischen Bauelementen bzw. Fotodioden verwendet wird, ist es zweckmäßig, daß bei der Anwendung von Ge-Fotodioden die Typenwahl bzw. Verwendbarkeit nicht allein auf Grund angegebener Prospektwerte getroffen, sondern die Änderung der Empfindlichkeit bei geänderten Beleuchtungsbedingungen berücksichtigt wird.

Literatur

[1] Carter, H., Donker, M.: Photoelektrische Bauelemente, 1964
[2] Goercke, P.: Lichtempfindliche Bauelemente für die Automatisierung, Hamburg, 1960
[3] Wiesner, R.: Germanium-Fotodioden und -Fototransistoren. radio mentor 21 (1955), H. 10, S. 630
[4] Wiesner, R.: Halbleiterprobleme (Hrsg. Sauter), Band III. Braunschweig, 1961
[5] Shive, N.: Proc. IRE 40 (1952), S. 1410
[6] Shockley, W.: Bell Syst. techn. J. 28 (1949), S. 435

Referate

D. E. O'N. Waddington

Ein einfacher Frequenz-Spannungs-Konverter

Marconi Instrumentation, 10 (1965), H. 1, S. 8

Eine einfache, in den Laboratorien von MARCONI entwickelte Schaltung (s. Bild) zur Erzeugung einer frequenzproportionalen Ausgangsspannung in einem Frequenzbereich von 20 Hz bis 1 MHz bei einer Eingangsspannung von 10 mV bis 5 V wird beschrieben. Sie besteht aus drei transistorisierten Stufen, einem Eingangsverstärker (T_1), einem Amplitudenbegrenzer (T_2) und einem Frequenzdiskriminator (T_3).
An der Basis von T_2 erscheint eine mäanderförmige Spannung von etwa 1···2 V_{SS}, deren Tastverhältnis durch D_1 ungefähr auf 1 : 1 gebracht wird und die ausreichend ist, um T_2 durchzuschalten. Am Kollektor des Begrenzertransistors T_2 erhält man eine Rechteckspannung von 12 V_{SS}. Während der positiven Halbwelle lädt diese Rechteckspannung den Kondensator C_4 auf, und zwar nahezu auf den Wert der Speisespannung, wenn eine hinreichend kleine Ladezeitkonstante vorhanden ist. Die Kondensatorladung wird dann $Q_4 = C_4 \cdot U$. Während der negativen Halbwelle entlädt sich C_4 über die Emitter-Basis-Diode von T_3, wobei über den Emitter ein Entladestrom fließt, der proportional der Kondensatorladung Q_4 und umgekehrt proportional der Periodendauer $T = 1/f$ der Rechteckspannung (und damit der Eingangsspannung) ist:

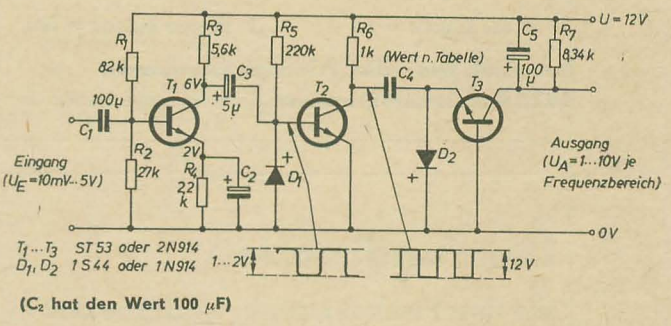
$$I_{\text{Emitter (T3)}} = C_4 \cdot U \cdot f$$

Am Kollektor des in Basisschaltung betriebenen Diskriminatortransistors T_3 erscheint eine Ausgangsspannung

$$U_A = C_4 \cdot U \cdot R_7 \cdot f \cdot \alpha_B$$

wobei $\alpha_B \approx 1$ der Stromverstärkungsfaktor von T_3 in Basisschaltung ist. R_7 ist so dimensioniert, daß U_A innerhalb eines Frequenzbereiches zwischen 1 und 10 V variiert. Die verschiedenen Frequenzbereiche werden mit C_4 eingestellt (umschaltbar), wobei folgende Werte gelten:

f_{max}	C_4
100 Hz	1 μF
1 kHz	0,1 μF
10 kHz	10 nF
100 kHz	1 nF
1 MHz	100 pF



(C_2 hat den Wert 100 μF)

Derartige Schaltungen finden vielfältige Anwendungen in der Meßtechnik, z. B. zur Frequenzmessung mit Zeigerinstrumenten oder bei der elektrischen Messung nichtelektrischer Größen, wenn die Frequenz eines Oszillators durch die zu messende Größe beeinflußt wird. Die Ausgangsspannung kann dann zur Anzeige oder zu Steuer- und Regelzwecken dienen.

Naumann

Anzeigenaufträge

richten Sie bitte nur an die
DEWAG-WERBUNG BERLIN
102 Berlin, Rosenthaler Straße 29–31
oder
an die DEWAG-Betriebe
in den Bezirksstädten der DDR.

Der Anzeigenschluß für diese Zeitschrift sind der 5. und der 21. eines jeden Monats für die im übernächsten Monat erscheinenden Hefte.

Suche
Universalmesser HV 3 mit Tastkopf.
Angebote mit Preis an
Hans-Joachim Wuntke,
757 Forst, Virchowstraße 23

Suche
Prüfgenerator PG 1
Angebote mit Preis unter KRF 1463 an
DEWAG-Werbung, 1054 Berlin

Rundfunk- und Fernsehmechanikermeister
übernimmt Reparaturwerkstatt.
Angebote unter KRF 1462 an
DEWAG-Werbung, 1054 Berlin

Junger Rundfunkmechanikermeister
7 Jahre Fernseh-Reparatur-Praxis, Fahrerlaubnis, sucht im Raum Karl-Marx-Stadt Werkstattübernahme bzw. Stellung als Werkstattleiter.
Angebote unter KRF 1461 an
DEWAG-Werbung, 1054 Berlin

25 JAHRE
technische Schiebe-Abziehbilder!

Verlangen Sie bemustertes Angebot!

HOLM GROH
703 Leipzig,
Kurt-Eisner-Straße 71

PrüfFix das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 TORGAU

Rundfunkmechaniker in ungek. Stellung sucht neuen Wirkungskr. im Handwerk, evtl. spät. Übernahme einer geeigneten Werkstatt auf Rentenbasis. 2 – 2 1/2 -Zimmer-Wohnung erwünscht. Angebote DH 3740, DEWAG-Werbung, 401 Halle

Junger Rundfunkmechaniker
(Tonmechanik, Funk, evtl. Fernsehen) sucht neuen Wirkungskreis. Fahrerlaubnis 1 und 5 vorhanden, Zimmer erforderlich.
RO 9841 DEWAG, 1054 Berlin

Wir verkaufen
1 Wobbelgenerator WG 3
Baujahr 1964, neu (ungenutzt) für 1700,— MDN.
PGH
Funktechnische Werkstätten,
65 Gera, Pförtener Straße 31

Dringend zu kaufen gesucht:
Mehrere UKW-Trioden EC 81
Angebote mit Preis sind zu richten an
Karl-Heinz Flemig,
9509 Hartenstein,
Rudolf-Breitscheid-Straße 107

2 mal Spezial-Wellenschalteröl
„d" für alte Kontakte = rot „k" für neue Kontakte = blau
Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski,
6822 Rudolstadt-Schwarza, Schwarzburger Straße 75

Die Fundgrube
für den Funkamateur und Bastler

Das führende Fachgeschäft Thüringens hält für Sie ein umfangreiches Sortiment an Rundfunk-, Fernsehersatz- und Zubehörteilen bereit:
Transistoren, Dioden, Empfängerröhren, Widerstände, Kondensatoren, Lautsprecher, UKW-Fernsehtuner, Leiterplatten, Transformatoren, Gehäuse, UKW- und Fernsehantennen sowie Antennenzubehör.
Nachnahmeversand in alle Orte der DDR.

Thüringenfunk

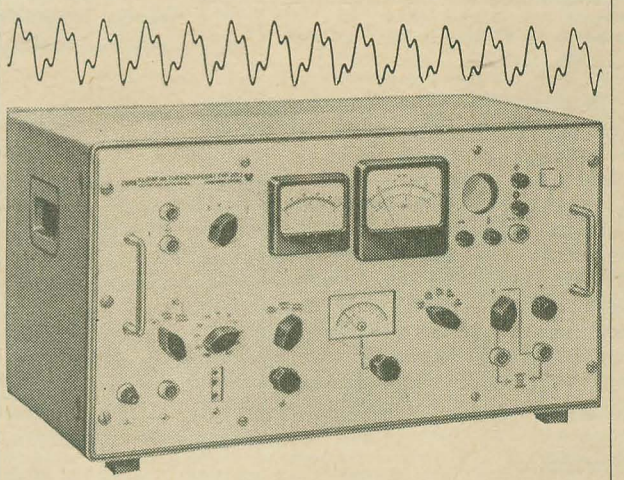
50 ERFURT, Trommsdorffstraße 1a

RFT electronic

KENNEN SIE DEN KLIRRFAKTOR IHRER ANLAGEN?

Mit unserem neuen Klirrfaktormeßgerät Typ 3013 können Sie in einem Meßschritt durch Quotientenanzeige

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_h} U_n^2}}{U_a}$$



den Klirrfaktor bestimmen und mittels Oszillografenröhre auswerten.

Meßvorteile:

Unabhängigkeit von der Konstanz der Eingangsspannung.
Symmetrischer und unsymmetrischer Eingang.
Verwendbarkeit zur Aufnahme des Frequenzganges von Vierpolen.
Sollten Sie noch weitere Informationen wünschen, schreiben Sie uns, wir senden Ihnen gern ausführliche Unterlagen.

VEB FUNKWERK ERFURT

501 Erfurt, Rudolfstraße 47/7
Telefon: 58280
Telegramme: Funkwerk Erfurt

Begriffe für Halbleiterdioden

Dipl.-Ing. H. J. LOSSACK

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Im folgenden werden die im Rahmen der TGL 200-8161 Blatt 1 standardisierten Begriffe angeführt, die im Zusammenhang mit der Kennzeichnung der Eigenschaften von Halbleiterdioden sowie von Schaltungen mit Halbleiterdioden Anwendung finden. In einigen Fällen wurden der Vollständigkeit halber Begriffe aus den TGL 2-8160 und 200-8161 Blatt 2 angegeben.
Im Hinblick auf eine spätere Überarbeitung dieser Begriffssammlung ist der Verfasser für Hinweise über Ergänzungen und Verbesserungen dankbar.

Abfallzeit

Die Abfallzeit ist die Differenz zwischen den Zeitpunkten, wo die Ausgangsimpulsamplitude letztmalig 100% und danach 10% des Dachwertes erreicht (nach TGL 200-8161 Blatt 2).

Anode

Der Anschluß einer Halbleiterdiode, bei dem der Durchlaßstrom eintritt.

Anstiegszeit

Die Anstiegszeit ist die Differenz zwischen den Zeitpunkten, wo die Ausgangsimpulsamplitude 10% und 90% des Dachwertes erreicht (nach TGL 200-8161 Blatt 2).

Bahnwiderstand

Der Bahnwiderstand ist der Widerstand, der in Serie zu einer idealen, in Durchlaßrichtung betriebenen Halbleiterdiode geschaltet, die statische Ersatzschaltung einer Halbleiterdiode in Durchlaßrichtung darstellt.

Betriebsscheitelsperrspannung, maximale

Die maximale Betriebsscheitelsperrspannung einer Halbleiterdiode in einer Gleichrichterschaltung ist die höchstzulässige Scheitelsperrspannung.

Betriebsstrom, maximaler

Der maximale Betriebsstrom einer Halbleiterdiode in einer Gleichrichterschaltung ist der höchste dauernd zulässige Durchlaßstrommittelwert.

Betriebstemperatur

Die Betriebstemperatur ist die im Betriebsfall herrschende Umgebungstemperatur.

Betriebstemperaturbereich

Der Betriebstemperaturbereich ist der Bereich zwischen zwei Grenztemperaturen, innerhalb dessen die Halbleiterdiode betrieben werden darf.

Dunkelstrom

Der Dunkelstrom ist der Sperrstrom einer unbeleuchteten Fotodiode.

Durchbruchspannung

Spannung in Sperrichtung, bei der der Durchbruch erfolgt (nach TGL 200-8160).

Durchlaßgleichspannung

Die Durchlaßgleichspannung ist die Gleichspannung, die in Durchlaßrichtung an einer Halbleiterdiode anliegt.

Durchlaßgleichstrom

Der Durchlaßgleichstrom ist der Gleichstrom, der in Durchlaßrichtung durch eine Halbleiterdiode fließt.

Durchlaßgrößen

Die Größen, die die Eigenschaften einer Halbleiterdiode in Durchlaßrichtung beschreiben, werden Durchlaßgrößen genannt.

Durchlaßkapazität

Die Durchlaßkapazität ist die Kapazität, die an den Anschlüssen einer in Durchlaßrichtung betriebenen Halbleiterdiode auftritt.

Durchlaßrichtung

Die Durchlaßrichtung ist die technische Stromrichtung, bei der die Halbleiterdiode im Arbeitsbereich den kleineren Widerstand besitzt.

Durchlaßspannung

Die Durchlaßspannung ist der Spannungsabfall über den Anschlüssen der Halbleiterdiode, der durch den Durchlaßstrom hervorgerufen wird.

Durchlaßspannungsmittelwert

Der Durchlaßspannungsmittelwert ist der zeitliche lineare Mittelwert der Durchlaßspannung, bezogen auf die ganze Periode.

Durchlaßstrom

Der Durchlaßstrom ist der Strom, der in Durchlaßrichtung durch die Halbleiterdiode fließt.

Durchlaßstrommittelwert

Der Durchlaßstrommittelwert ist der zeitliche lineare Mittelwert des Durchlaßstromes, bezogen auf die ganze Periode.

Durchlaßstromeffektivwert

Der Durchlaßstromeffektivwert ist der zeitliche quadratische Mittelwert des Durchlaßstromes, bezogen auf die ganze Periode.

Durchlaßverzögerungszeit

Die Durchlaßverzögerungszeit ist die Zeit, die nach dem Umschalten einer Halbleiterdiode von der Sperrichtung in die Durchlaßrichtung vergeht, bis die Durchlaßeigenschaften der Halbleiterdiode wirksam werden.

Durchlaßwiderstand

Der Durchlaßwiderstand ist der Quotient zugeordneter Durchlaßspannungs- und Durchlaßstromwerte.

Effektivwertkennlinie, dynamische

Die dynamische Effektivwertkennlinie gibt die für einen Punkt der statischen Kennlinie geltende Abhängigkeit des Effektivwertes des zeitlich veränderlichen Stromes durch die Halbleiterdiode vom Effektivwert der an der Halbleiterdiode anliegenden zeitlich veränderlichen Spannung wieder.

Einschaltzeit

Die Einschaltzeit ist die Summe von Anstiegs- und Verzögerungszeit.

Empfindlichkeit, spektrale

Die spektrale Empfindlichkeit ist die Darstellung der Empfindlichkeit einer Fotodiode als Funktion der Wellenlänge der Beleuchtungsquelle.

Empfindlichkeit, einer Fotodiode

Die Empfindlichkeit einer Fotodiode ist der Quotient aus Fotostrom und Beleuchtungsstärke.

Flächendiode

Halbleiterdiode mit mindestens einem flächenhaften Übergang zwischen den Zonen (nach TGL 200-8160).

Fotodiode

Halbleiterdiode, deren Strom-Spannungs-Kennlinie durch den inneren Fotoeffekt verändert wird, indem durch absorbierte Strahlungsenergie Ladungsträgerpaare gebildet werden (nach TGL 200-8160).

Fotospannung

Die Fotospannung ist die durch Lichteinwirkung hervorgerufene Gleichspannung an einer Fotodiode beim Betrieb derselben als Fotoelement.

Fotostrom

Der Fotostrom ist der durch Lichteinwirkung auftretende zusätzliche Sperrstrom einer Fotodiode.

Fotostromzeitkonstante

Die Fotostromzeitkonstante ist die Zeitdauer des Abfalls des Fotostromes auf den 1/e-fachen Wert des Maximalwertes bei sprungförmiger Änderung der Beleuchtungsstärke von einem Einstellwert auf Null.

DEZIMETERWELLEN-TECHNIK

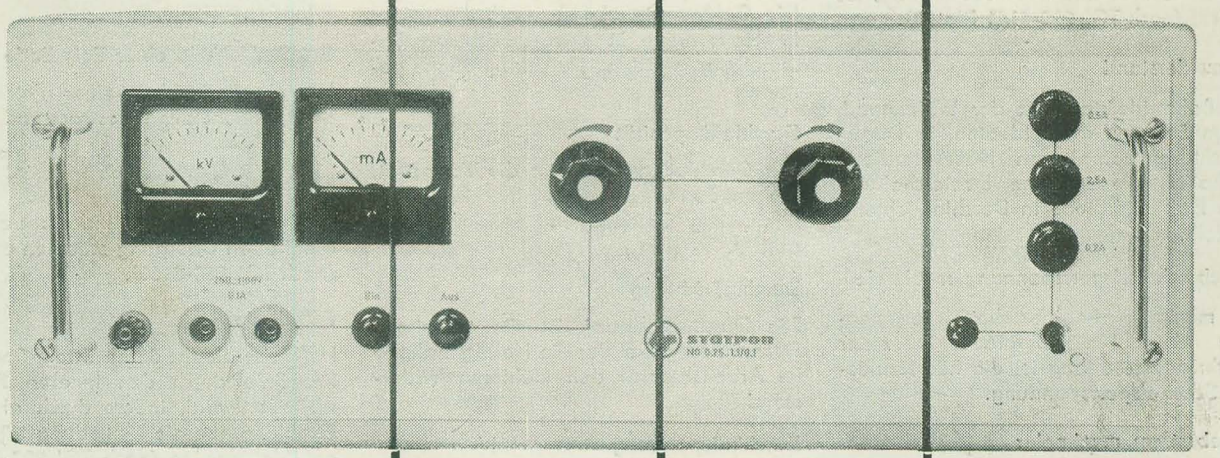
von MEGLA

5., neu bearbeitete und erweiterte Auflage · 16,7 cm × 24 cm, 834 Seiten, 630 Abbildungen, 32 Tafeln, Kunstleder, Preis 64,— MDN

Die Erschließung des Höchstfrequenzbereiches für die Nachrichtenübertragung und andere technische Anwendungsgebiete weist in den letzten Jahren außerordentliche Fortschritte auf. Der Dezimeterwellentechnik kommt dabei gleichsam die Rolle eines Bindegliedes zwischen der üblichen Hochfrequenztechnik und der eigentlichen Mikrowellentechnik zu, in der an die Stelle der bekannten Begriffe „Strom" und „Spannung" die „Felder" und „Wellen" treten und die elektrische Funktion immer enger mit der mechanischen Konstruktion verschmilzt. Die rasche Ausweitung des Gebietes und die damit immer umfangreicher werdende Literatur stellen naturgemäß höhere Anforderungen an die Lernenden, die sich mit den Grundlagen vertraut machen wollen, aber auch an die an speziellen Problemen arbeitenden Ingenieure und Techniker, für die es immer schwieriger wird, das Gesamtgebiet und seine Entwicklungsrichtungen zu überblicken. Andererseits geht hieraus bereits hervor, wie wichtig die Ausbildung qualifizierter Nachwuchskräfte für die Lösung der vielfältigen Aufgaben dieses Zweiges der modernen Technik ist. Der Vorzug dieses Werkes ist es, daß es die Besonderheiten der Höchstfrequenztechnik für den angehenden Ingenieur klar und anschaulich herausarbeitet und ihm einen umfassenden Einblick in dieses Gebiet vermittelt. Aber auch für die bereits im Beruf stehenden Fachleute ist das Buch auf Grund der hier zusammengetragenen praktischen Erfahrungen und Daten außerordentlich wertvoll. Bei der Vorbereitung der 5. Auflage wurde besonderer Wert darauf gelegt, die Darstellung dem neuesten Stand der Entwicklung anzupassen. Vor allem sind die Abschnitte über elektronische Bauelemente, Hohlleiter, Dezimeterwellengeneratoren und -verstärker, Antennen und Energieleitungen sowie einige der meßtechnischen Abschnitte völlig neu erarbeitet worden, wobei es sinnvoll erschien, auch die theoretischen Zusammenhänge etwas stärker zu betonen. Das Buch bildet damit gleichzeitig eine Einführung in die allgemeine Mikrowellentechnik.

VT

VEB VERLAG TECHNIK · 102 BERLIN · ORANIENBURGER STRASSE 13/14



Elektronisch stabilisiertes Stromversorgungsgerät

0,25 – 1,1/0,1

Ausgangsgleichspannung (massefrei) in 5 Stufen und in den Stufen stetig und überlappend einstellbar	250 ... 1100 V
Belastbarkeit	0 ... 100 mA
Stabilität, Konstanz der Ausgangsspannung	± 0,05%
bei Netzspannungsänderung von	± 10%
und Belastungsänderung von	0 ... 100 mA
Restwelligkeit	≦ 4 mV_{eff}

Abmessungen	Höhe 198 mm Breite 550 mm Tiefe 410 mm
Masse	etwa 26 kg

STATRON

STATRON

124 Fürstenwalde/Spree

Ehrenfried-Jopp-Straße 59